TV

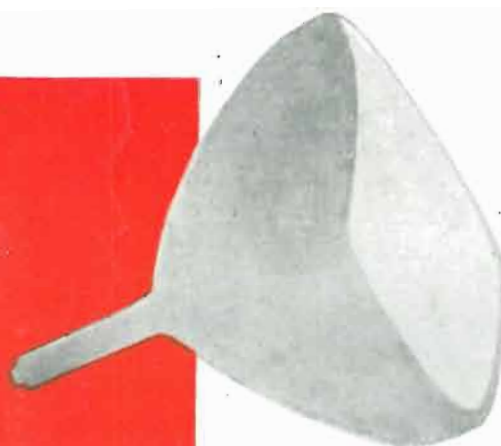
l'antenna

Spedizione in abbonamento postale Gruppo III

NUMERO 6

LIRE 250

Anno XXVII Giugno 1955

Westinghouse

Tipo tubo	Costruzione	Alluminizzato	Focalizzazione	Angolo deflessione
17 ATP 4	Rect. G	No	Lve	90
17 BP 4 A	Rect. G	No	Mag.	70
17 BP 4 B	Rect. G	Si	Mag.	70
17 HP 4	Rect. G	No	Lve	70
17 HP 4 B	Rect. G	Si	Lve	70
17 LP 4	Rect. 0	No	Lve	70
17 YP 4	Rect. G	No	Mag.	70
21 AP 4	Rect. M	No	Mag.	70
21 ALP 4	Rect. G	No	Lve	90
21 ALP 4 A	Rect. G	Si	Lve	90
21 AMP 4	Rect. G	No	Mag.	90
21 AMP 4 A	Rect. G	Si	Mag.	90
21 ATP 4	Rect. G	Si	Lve	90
21 AUP 4 A	Rect. G	Si	Lve	74
21 AUP 4	Rect. G	No	Lve	74
21 AVP 4	Rect. G	No	Lve	74
21 AVP 4 A	Rect. G	Si	Lve	74
21 EP 4 A	Rect. G	No	Mag.	70
21 EP 4 B	Rect. G	Si	Mag.	70
21 FP 4 A	Rect. G	No	Lve	70
21 FP 4 C	Rect. G	Si	Lve	70
21 MP 4	Rect. M	No	Lve	70
21 YP 4	Rect. G	No	Lve	70
21 YP 4 A	Rect. G	Si	Lve	70
21 ZP 4 A	Rect. G	No	Mag.	70
21 ZP 4 B	Rect. G	Si	Mag.	70
24 CP 4	Rect. G	No	Mag.	90
24 CP 4 A	Rect. G	Si	Mag.	90
24 DP 4	Rect. G	No	Lve	90
24 DP 4 A	Rect. G	Si	Lve	90

Key - Rect. :G. Vetro rettangolare — Rect. M.: Metallo rettangolare — Lve: Bassa tensione elettrostatica — Mag.: Magnetico.

Distributrice unica per l'Italia:

DITTA A. MANCINI - MILANO

VIA LOVANIO, 5 - TELEFONI: 635.218 - 635.240

MEGA RADIO
generatore di segnali T.V. M.F.

MEGA RADIO
oscillografo

Per una sempre maggiore comodità di ascolto dei programmi radio - televisivi

Non è raro il caso in cui si debba ascoltare la radio o la televisione mentre un familiare riposa nella stanza. Il timore di arrecargli fastidio ci impedisce così di godere del tanto atteso programma di musica, ovvero di udire lo svolgimento della partita in cui è impegnata la squadra prediletta, ovvero ancora di seguire il commento sonoro di un film trasmesso per televisione. Un problema ancora più spinoso è quello dell'ascolto della radio o del televisore da parte del debole di udito. Qui il problema è aggravato dal fatto che il debole di udito non può ascoltare i programmi sonori che quando il volume dell'apparecchio è spinto al massimo o quasi, e ciò comporta sempre un notevole fastidio per i familiari e i vicini di casa che sono costretti ad udire il frastuono della radio «a tutto volume».
Fortunatamente a tutto ciò vi è oggi un rimedio grazie all'

ADAPHONE

l'adattatore acustico per apparecchi radio e per televisori
che consente di seguire i programmi *al livello sonoro desiderato, ma senza che ciò possa causare alcun disturbo ai familiari.*
L'ADAPHONE viene posto su un bracciolo della poltrona o sul tavolo, mentre una piccola manopola permette di scegliere il volume sonoro più conveniente.
L'apparecchio, di semplicissimo uso, consente una estrema chiarezza nell'ascolto. I rumori che si producono nella stanza non vengono raccolti dall'ADAPHONE, che incorpora inoltre un

controllo automatico di volume

atto a «comprimere» le intensità troppo elevate smorzando automaticamente i suoni che potessero dare fastidio all'ascoltatore.
L'ADAPHONE non consuma batterie, nè corrente elettrica, nè valvole termoioniche, nè abbisogna di manutenzione alcuna. Il costo di funzionamento è quindi *zero!*
L'ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA, distributore per l'Italia dei famosi MAICO, apparecchi acustici per deboli di udito, è a vostra completa disposizione per preventivi ed ogni delucidazione.

ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA

MILANO - Piazza della Repubblica N. 18 - Tel. 61.960 - 632.872 - 632.861

Agenzie Maico in Italia:
TORINO - Corso Magenta 20 - tel. 41.767; BRESCIA - Via Solferino, 28 - tel. 46.09; NOVARA - Piazza Gramsci, 6; PADOVA - Via S. Fermo, 13 - tel. 26.660; TRIESTE - Piazza Borsa, 3 - tel. 90.085; GENOVA - Piazza Corvetto, 1-4 - tel. 85.558; BOLOGNA - Via Farini, 3 - tel. 25.410; FIRENZE - Piazza Salterelli, 1 - tel. 298.339; ROMA - Via Romagna, 14 - tel. 470.126; NAPOLI - Corso Umberto, 90 - tel. 24.961-28.723; PALERMO - Via Mariano Stabile, 136 - Palazzo Centrale - 1° piano - tel. 13.169; CAGLIARI - Piazza Jenne, 11, Dep. Farmacia Maffiola; BARI - Piazza di Vagno, 42 - tel. 11.356; CATANIA - Viale XX Settembre, 11; ANCONA - La Sanitaria, Viale della Vittoria, 2-9 - tel. 48.24.

GIUGNO 1955

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXVII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Amministratore unico . . . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500** più **50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000** più **100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

pag.

Editoriale

Televisione

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Alti e Bassi

COME siamo stati fra i primi, alcuni mesi or sono, a segnalare i sintomi della paurosa crisi che la nostra TV sta attraversando, così vogliamo essere ancora fra i primi ad avvertire i tanto attesi sintomi della nuova ripresa.
Alti e bassi di questo genere sono inevitabilmente connessi al processo di sviluppo e di diffusione della TV particolarmente in Paesi come il nostro psicologicamente ed emotivamente molto sensibili.
Tali alterne vicende, contribuiscono inoltre a quel salutare processo di « chiarificazione » (ormai la parola è di moda) nel settore dell'industria e commercio radio-TV a tutto vantaggio dei meglio qualificati tecnicamente e finanziariamente.
Queste stesse nostre vicende si sono manifestate lo scorso anno nella vicina Francia ed ora, superato un impressionante avvallamento, la TV è in piena, vivacissima ripresa, con una selezionata e rafforzata compagine di ottime industrie e gruppi commerciali.
Le nostre diagnosi circa la paurosa caduta di interesse alla TV che si era verificata nei mesi scorsi nel pubblico italiano si sono dimostrate esatte.
E se non è possibile l'eliminazione totale delle cause da noi indicate come responsabili della crisi, pur tuttavia già l'eliminazione di alcune di esse ci ha fatto nettamente avvertire che il peggio è passato e ci avviamo rapidamente alla ripresa.
La più grave fra tali cause risiedeva infatti nella scarsa qualità del tono generale dei programmi. Ed i massimi dirigenti dell R.A.I. resisi conto di tale deficenza temporanea attribuita più che altro a mutamenti indispensabili dell'organizzazione interna, hanno immediatamente provveduto a vivificare, tonificare e rinnovare molti dei settori spettacolistici che costituiscono il programma TV.
Tutti i telespettatori si saranno già resi conto di tale deciso miglioramento nella qualità e nella composizione dei programmi televisivi e la prova di ciò è stata la reazione immediata del pubblico che ha segnato nello scorso mese di maggio una netta ripresa nel numero di nuovi abbonati che al 30 maggio salivano ad oltre 130.000.
Intendiamoci: non è una gran cifra paragonata ai 4 milioni e mezzo della TV inglese ed ai 36 milioni della TV americana, ma è già un buon indice generale suscettibile di migliorare fortemente coll'estendersi dell'installazione dei ripetitori e della popolazione servita e con l'entrata in servizio nel prossimo settembre del trasmettitore di Napoli seguito a non lunga scadenza dall'intera rete meridionale. E poichè siamo in tema di considerazioni circa i futuri sviluppi della radio nel nostro paese, non possiamo fare a meno di segnalare il crescente interesse del nostro pubblico per le trasmissioni a modulazione di frequenza.
E' questo un tipo di trasmissione radiofonica che non era stato tenuto sinora nella considerazione dovutagli dai vantaggi innegabili apportati alla qualità dell'ascolto.
Oggi che gli sviluppi industriali della vita moderna hanno portato alla moltiplicazione esasperante delle fonti di disturbo, la FM s'impone più che mai per un calmo riposante ascolto ad alto livello di qualità.
Il nostro pubblico sta comprendendo oggi anche questo e ciò spiega il crescente successo di vendita di ricevitori della nuova serie ANIE con la duplice possibilità di ricezione in AM e FM.
Ed ancora dobbiamo segnalare gli sforzi dei costruttori per migliorare la qualità di riproduzione acustica dei radioricevitori con l'adozione di altoparlanti plurimi opportunamente inseriti.
E' tutta una nuova educazione radio-TV del pubblico che sta evolvendosi e che darà i suoi frutti in un futuro molto prossimo, di pari passo col miglioramento del nostro standard di vita sociale.

A. Banfi

Il Controllo Automatico di Frequenza e

Nei quattro precedenti articoli si sono esaminati i casi di un tubo a reattanza induttiva o capacitiva applicati a un oscillatore sinoidale, il sistema synchrolock RCA e un sistema di controllo automatico con onda di confronto a dente di sega. Qui si descrive un sistema a modulazione di larghezza o a durata d'impulso.

8. - C.A.F.F. A MODULAZIONE DI LARGHEZZA O A DURATA D'IMPULSO.

TUTTI I SISTEMI fin qui descritti e basati sul principio del C.A.F.F. hanno in comune lo svantaggio di essere antieconomici, perchè richiedono vari stadi e circuiti piuttosto complessi. La RCA ha studiato il circuito riprodotto in fig. 35 al quale ha arriso subito un notevole successo ed è stato adottato su vastissima scala dai costruttori. La ragione principale della sua rapida diffusione consiste nella sua semplicità e nel suo basso costo; esso impiega un solo tubo (doppio triodo 6SN7) per disimpegnare le funzioni di regolatore automatico

Fig. 35. - Circuito synchroguide RCA per la sincronizzazione orizzontale con C.A.F.F. a durata d'impulso.

di frequenza, di oscillatore bloccato, di valvola di scarica e di generatore del segnale di confronto.

La fortuna del circuito in parola è assicurata inoltre dagli altri vantaggi ch'esso presenta e cioè: sensibilità di regolazione come nei sistemi con segnale di confronto a denti di sega; capacità di regolazione come nei sistemi con segnale di confronto sinoidale; frequenza generante praticamente indipendente dalla presenza dei segnali larghi di sincronismo verticale e dei segnali stretti di egualizzazione, segnali che possono quindi pervenire alla griglia del triodo 1 del tubo 6SN7; indipendenza dai disturbi prossima a quella dei sistemi ad onda sinoidale; rapidità di funzionamento come nel sistema ad onda sinoidale.

Il principio dello schema di fig. 35 è nuovo, in quanto per effetto del C.A.F.F. lo slittamento di frequenza dell'oscillatore bloccato orizzontale (triodo 2 del tubo 6SN7) provoca una variazione di durata dell'impulso correttore applicato alla griglia del triodo 1 (modulazione di larghezza); a questa durata variabile corrisponde una tensione di errore pure variabile in ampiezza come una funzione del senso e della intensità dello slittamento, che l'ha provocata, del generatore, il quale viene ricondotto in sincronismo.

Alla griglia (punto D ai capi del condensatore variabile $C_1 = 10 \div 160$ pF) del triodo 1 di controllo, che in assenza di segnale è polarizzato all'interdizione tramite il resistore di 2,7 MΩ con una tensione prelevata dal negativo medio di griglia dell'oscillatore bloccato, pervengono tre segnali, precisamente:

a) Il sincro (di cui si considerano solo gli impulsi di linea, essendo il circuito insensibile agli impulsi verticali ed egualizzatori) ridotto in ampiezza dal partitore capacitivo e ricavato dal sincro di ampiezza E_1 applicato nel punto A (v. fig. 36-*a*). L'ampiezza della tensione e_1 in D è di poco inferiore ai 10 V.

b) Il segnale e_2 visibile in fig. 36-*b*) ai capi di C_1, ricavata da altissimi impulsi negativi (E_2 è dell'ordine di 1000 V) prelevati dal trasformatore di uscita dello stadio finale orizzontale, a frequenza dell'oscillatore bloccato e applicati in B, per parziale differenziazione e integrazione operate dal circuito 5 pF, 0,56 MΩ e C_1. L'ampiezza della tensione e_2 in D è di poco superiore ai 10 V.

c) Il segnale a punta e_3 visibile in fig. 36-*c*) è costituito da una catena di archi parabolici, a frequenza dell'oscillatore bloccato orizzontale, ricavato dalla tensione a dente di sega di linea (di ampiezza E_3 di circa 100 V) ai capi del condensatore di scarica 2,20 kpF, e applicato nel punto C, per integrazione e attenuazione operate dal circuito integratore e partitore costituito dal resistore 0,15 MΩ e dal condensatore C_1. L'ampiezza della tensione e_3 in D è di circa 10 V.

Le tensioni e_2 ed e_3, essendo entrambe provenienti dalla tensione generata dall'oscillatore bloccato orizzontale, sono isofrequenziali con esso e sinfasiche tra loro, ciò significa che non può mai verificarsi uno sfasamento fra e_2 ed e_3, che pertanto si sommano in un'unica risultante di ampiezza e forma costante, indipendentemente dalla deriva dell'oscillatore bloccato. La tensione $e_4 = e_2 + e_3$ rappresentata in fig. 37-*a*) presenta dei guizzi negativi collegati da un tratto parabolico; e_4 costituisce il segnale di confronto a frequenza f_d del dente di sega e che viene paragonato con quello di sincronismo di linea e_1 a frequenza f_0.

Si verificano al solito i tre casi tipici a seconda che il generatore locale è isofrequenziale col segnale di sincronismo linea, ovvero ritarda, o infine anticipa.

Nel 1° caso ($f_d = f_0$) l'impulso rettangolare sincronizzante e_1 si somma alla forma d'onda e_4, ottenendosi un'unica risultante e_5 rappresentata in fig. 37-*b*) dalla quale si vede che detto impulso agisce per metà della sua durata ($t_1' = t_1/2$) all'estremità superiore del tratto parabolico di e_4, mentre per l'altra metà ($t'_1 = t_1/2$) diminuisce la durata dell'impulso negativo.

La parte attiva per la sincronizzazione è quella superiore positiva della tensione e_5, cioè quella determinata dalla prima

di Fase (C.A.F.F.) - I Circuiti Volano

(parte quinta)

dott. ing. Antonio Nicolich

metà del rettangolo orizzontale; la parte inferiore di e_5 non ha alcun interesse in quanto rimane senza azione sulla valvola di controllo, perchè non fa che aumentarne il negativo di griglia oltre il valore di interdizione, condizione normale, per detta valvola in assenza di segnale sincronizzante. Il sopraggiungere del picco positivo di e_5 alla griglia del triodo 1, permette lo scorrere di corrente anodica per il tempo corrispondente alla durata di detto picco positivo; sorge così ai capi del resistore di catodo $R = 0{,}15\ M\Omega$ una componente continua positiva dovuta agli impulsi di corrente integrati dai condensatori $0{,}022\ \mu F$ derivato tra catodo e massa e $0{,}22\ \mu F$, che in serie $8{,}2\ k\Omega$, è pure derivato fra gli stessi punti. Detta tensione continua costituisce il segnale sincronizzante per l'oscillatore bloccato orizzontale (triodo 2), alla cui griglia infatti perviene attraverso alla resistenza di $0{,}1\ M\Omega$.

Nel 2º caso (v. fig. 37-*c*), quando il generatore a denti di sega ritarda ($f_d < f_0$), il rettangolo sincronizzante e_1 risulta spostato a sinistra rispetto al picco della tensione e_4, che, appunto in conseguenza della diminuita sua frequenza, interviene col suo picco positivo un poco più tardi rispetto al caso di fig. 37-*b*). Ne consegue che per la maggior parte t'_1 della sua durata l'impulso di sincronismo agisce sulla parte superiore di e_4, mentre si somma alla parte inferiore di e_4 solo per una minima parte della sua durata ($t''_1 < t'_1$). E' chiaro che la divisione della durata di e_1 fra le sommità positiva e negativa di e_4 è funzione dello sfasamento fra e_4 ed e_1, sfasamento che dipende dalla deriva di frequenza dell'oscillatore a dente

Fig. 36. - Segnali all'ingresso del circuito di fig. 35.

di sega. La tensione e_5 presenta in questo secondo caso un impulso positivo di durata maggiore che nel caso precedente per effetto della modulazione di larghezza operata dal C.A.F.F. per cui la corrente anodica del triodo 1 scorre per un tempo maggiore, la componente continua positiva localizzata ai capi di $R = 0{,}15\ M\Omega$ aumenta di ampiezza e costituisce la tensione di errore che provoca la correzione dell'oscillatore bloccato aumentandone la frequenza fino al valore esatto di sincronismo linea.

Nel 3º caso l'oscillatore bloccato anticipa, cioè aumenta la sua frequenza ($f_d > f_0$), la tensione e_1 di sincronismo risulta spostata a destra rispetto al picco di e_4, quindi si somma ad esso per una piccola parte t'_1 della sua durata nella parte superiore positiva, mentre si somma alla parte inferiore per la maggior parte della sua durata ($t''_1 > t'_1$). La tensione risultante e_5 al punto *D* cioè alla griglia del tubo di controllo, in questo 3º caso è rappresentata in fig. 37-*d*). In simili condizioni la larghezza del picco positivo di e_5 per effetto della modulazione di larghezza è piccola e inferiore rispetto ai due casi precedenti; quindi il tempo di conduzione del triodo 1 è anche piccolo, la tensione di errore ai capi di $R = 0{,}15\ M\Omega$ nel suo circuito catodico è minore, e con essa l'impulso sincronizzante che perviene alla griglia del triodo 2, il quale riduce la sua frequenza fino al valore esatto di sincronismo.

In tutti i casi prospettati la massima variazione di fase correggibile (e quindi di frequenza) è limitata alla durata t_1 dell'impulso sincronizzante orizzontale, 9 % del periodo di linea; questo valore si riduce in pratica al 6 %, perchè almeno il rimanente 3 % deve interessare il minimo negativo di e_4 nel caso di ritardo del generatore a dente di sega, mentre deve interessare il massimo positivo di e_4 nel caso di anticipo dello stesso generatore.

Fig. 37. - Tensioni risultanti al punto *D* di fig. 35.
a) Segnale di confronto $e_1 = e_2 + e_3$
b) L'oscillatore locale è isofrequenziale col segnale sincronizzante $e_5 = e_1 + e_4$ $t_1' = t''_1 = t_1/2$.
c) L'oscillatore locale ritarda: $f_d < f_0$; $e_5 = e_1 + e_4$; $t'_1 > t''_1$.
d) L'oscillatore locale anticipa: $f_d > f_0$; $e_5 = e_1 + e_4$; t_1' t_1''.

Posto:

β = tempo di conduzione del triodo 1 di controllo in % di H

I_a = corrente anodica del triodo 1 in presenza degli impulsi

e_5 = valore di punta dell'impulso risultante alla griglia del triodo 1

G_m = valore medio della conduttanza mutua del triodo 1 quando è conduttivo.

la tensione V_g di polarizzazione positiva dell'oscillatore bloccato, uguale alla tensione di correzione che si genera ai capi di $R_1 = 0{,}15\ M\Omega$ nel circuito di catodo del triodo 1, è calcolabile così:

$$V_g = R_1 I_a \beta = R_1 e_5 G_m \beta \qquad (37$$

Introducendo inoltre nuovamente i simboli V_i e V_{g0} già definiti sopra, trascurando la presenza del circuito accordato stabilizzatore che reca piccole variazioni, la frequenza dell'oscillatore bloccato è calcolabile con la:

$$f = \left(R_2 C_2 \lg_e \frac{V_g - V_i}{V_g - V_{g0}}\right)^{-1} \qquad (38)$$

perando come precedentemente la differenziazione rispetto V_g si ottiene:

$$\frac{df}{f} = fR_2C_2\left(\frac{1}{V_g - V_{g0}} - \frac{1}{V_g - V_i}\right)dV_g \qquad (39)$$

Nella (39) il termine sottrattivo entro parentesi può essere trascurato, perchè molto piccolo di fronte al 1° termine; ricordando inoltre la (37) si può semplificare la (39) alla seguente espressione:

$$\frac{df}{f} = f\,\frac{R_2C_2R_1I_a}{R_1I_a\beta - V_{g0}}\,d\beta \qquad (40)$$

la quale mette in evidenza che $R_1I_a\beta$ deve essere trascurabile al denominatore (ossia molto minore di V_{g0}) per ottenere una legge di variazione lineare di $d\beta$ con df/f cioè della variazione di fase con la variazione relativa di frequenza. Tenendo presente che una buona sensibilità di regolazione richiede che $d\beta$ sia piccola per una data df/f, ossia che I_a sia grande, essendo anche $\beta \leq 6\ \%$ H, $V_{g0} = -10$ V e $0{,}25 < fR_2C_2 < 0{,}5$ (in fig. 35 è $fR_2C_2 = 1{,}56 \cdot 10^4 \cdot 10^5 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-10} = 0{,}28$), conviene fare $R_1I_a = 100 \div 200$ V.

Questi valori sostituiti nella (40) forniscono:

$$\frac{df}{f} = (0{,}25 \div 0{,}5)\left(\frac{100 \div 200}{10}\right)d\beta = (2{,}5 \div 10)\,d\beta.$$

Se la frequenza varia di $\pm 2\ \%$ ($\pm$ 312 Hz) si ha:

$$d\beta = \frac{0{,}02}{2{,}5 \div 10} = (0{,}8 \div 0{,}2)\ \%\ \text{H}.$$

Se al punto A di fig. 35 perviene il segnale sincro completo, anzichè solo gli impulsi di linea, la larghezza del picco positivo della tensione e_5 risultante applicata in D alla griglia del triodo 1, non subisce alterazione, perchè la modulazione di larghezza è governata solo dalla prima parte (pochi per cento del periodo di linea) dell'impulso sincronizzante, mentre la seconda parte affetta, come si è detto, la porzione inferiore di e_4 ed e_5, porzione che rimane senza effetto per la correzione di frequenza, quindi l'impulso può anche insistere a lungo in questa regione, come nel caso di un impulso largo verticale, senza che il funzionamento venga turbato. Molto opportuna da questo punto di vista è la notevole pendenza della tensione parabolica e_3, in virtù della quale vengono facilmente eliminati i segnali a sinistra e a destra del picco positivo. Si faccia attenzione al fatto che essendo gli impulsi larghi verticali di frequenza doppia di quella di linea, il secondo impulso largo può arrivare ad interessare un picco di e_4 per un brevissimo intervallo di tempo e quindi a sbloccare il triodo 1 in cui scorrerebbe un piccolo impulso di corrente, che a sua volta genererebbe un breve impulso correttore; per eliminare questo eventuale funzionamento anormale, si opera una modesta differenziazione, che conserva la massima parte utile del rettangolo sincronizzante orizzontale. E' evidente che allo stesso modo degli impulsi frazionati verticali possono in tal modo venir eliminati anche i guizzi dovuti a disturbi.

Analogamente nel caso degli impulsi egualizzatori si riscontra che questi non alterano la tensione di errore, ricordando anche, come si è già avuto occasione di mettere in evidenza nelle pagine precedenti, che gli impulsi egualizzatori cadendo a metà del periodo di linea rimangono praticamente senza effetto sull'oscillatore bloccato, perchè quest'ultimo richiede, per essere comandato al centro del suo ciclo, un impulso sincronizzante di ampiezza molto maggiore che per essere comandato alla fine del suo ciclo.

Per un corretto funzionamento del complesso è necessario far seguire al separatore di sincronismo dal video, un amplificatore limitatore, allo scopo di garantire la assoluta costanza di ampiezza del segnale di sincronismo; infatti se ciò non si verificasse, la composizione di detto segnale con quello di confronto produrrebbe guizzi positivi di e_5 diversi nel tempo indipendentemente dalla loro fase relativa, cui conseguirebbe una correzione erronea dell'oscillatore bloccato.

Nel circuito catodico della 1ª sezione del tubo 6SN7 il circuito a resistenza e capacità in serie (0,22 μF in serie con 8,2 kΩ) attenua le brusche variazioni della tensione di errore verificantisi per azione di disturbi violenti o da altre rapide variazioni di segnali d'ingresso; la capacità 0,022 μF derivata sul catodo del triodo 1 ha lo scopo di rispondere prontamente alle variazioni di fase, d'altra parte tale capacità unitamente alla resistenza propria del triodo deve costituire un circuito la cui costante di tempo si aggiri sugli 8 μsec per soddisfare anche alla condizione imprescindibile che la tensione di errore risulti proporzionale alla variazione di fase che l'ha generata.

Allo scopo di aumentare la stabilità dell'oscillatore bloccato si è disposto nel suo circuito anodico un circuito a risonanza di tensione costituito dall'induttanza regolabile L_2, dalla capacità 0,01 μF e dal resistore 22 kΩ, risonante ad una frequenza lievemente superiore a quella di sincronismo orizzontale; in tale circuito accordato ha sede un'onda sinoidale che, per somma con la tensione esponenziale presente sulla griglia produce una forma d'onda totale, particolarmente ripida nella regione esponenziale interessante la scarica. E' evidente che il circuito stabilizzatore ora ricordato non è essenziale e può quindi essere eliminato; allora la regolazione fine della frequenza affidata al nucleo della induttanza L_2 viene a mancare e può essere altrimenti conseguita disponendo un condensatore regolabile di piccola capacità in parallelo al resistore catodico $R_1 = 0{,}15$ MΩ.

Fig. 37 bis. - Oscillatore orizzontale e circuito volano costruito dalla V. d. F.

Nel circuito di fig. 35 la regolazione fine manuale della frequenza orizzontale è affidata al potenziometro P_1 disposto nel circuito anodico del triodo 1; P_1 variando la tensione di placca di tale triodo di controllo varia la corrente anodica e quindi determina l'istante di sblocco del tubo stesso, ossia agisce sulla frequenza dell'oscillatore.

In fig. A è rappresentato un oscillatore orizzontale completo di circuiti volano costruito dalla V.d.P. Si nota che l'oscillatore assume l'aspetto di un trasformatore di media frequenza per comuni radioricevitori. Lo schema elettrico serve a riconoscere i singoli avvolgimenti. La costruzione di questo oscillatore richiede molta cura e la precisa osservanza delle distanze fra gli avvolgimenti che devono avere diametri e altezze costanti per tutta la produzione in serie.

Il nucleo della bobina $L_1 = L_1' + L_1''$ in fig. 35 determina essenzialmente la frequenza di oscillazione; infatti il suo spostamento provoca una variazione di accoppiamento fra L_1' e L_1'', fra loro accoppiati oltre il critico, e quindi una variazione della frequenza. Il nucleo di L_1 fornisce quindi la regolazione grossa della frequenza di linea. Il nucleo del circuito accordato L_2 permette invece la regolazione fine di tale frequenza.

Se alla deformazione della tensione risultante e_5 applicata alla griglia del triodo 1 presiedono solo i segnali e_1 ed e_3, cioè se si elimina la componente e_2 (fig. 36-b), il circuito

di fig. 35 risulta semplificato e può continuare a funzionare in modo soddisfacente, ma il controllo della frequenza è meno efficiente perchè il segnale di confronto, ridotto alla sola tensione e_3 (fig. 36-*c*), presenta il tratto discendente in prossimità del vertice assai meno ripido di quella della tensione composta $e_4 = e_2 + e_3$.

La messa a punto dell'oscillatore orizzontale non è normalmente considerata parte del procedimento di allineamento del televisore, ma poichè l'ottenimento della prescritta forma d'onda dell'oscillatore richiede l'uso dell'oscillografo, è utile fornire gli elementi prescritti della RCA per l'allineamento del sistema C.A.F.F. tipo synchroguide (v. fig. 35).

8.1. - Regolazione della frequenza orizzontale.

Sintonizzare il ricevitore sopra un'emittente TV e sincronizzare l'immagine. Se il sincronismo non può essere raggiunto agendo sul potenziometro P_1 regolatore di frequenza orizzontale, regolare il nucleo dell'induttanza L_1 fino ad ottenere un'immagine fissa. Se l'apparecchio è completamente sregolato può avvenire che non si raggiunga ancora il sincronismo; in tal caso occorre far compiere molti giri al nucleo dell'induttanza L_2 di regolazione della forma d'onda, in modo da allontanarlo fortemente dalla sua posizione iniziale errata. Dopo quest'ultima operazione la sincronizzazione deve ottenersi.

Osservare quindi attentamente la larghezza e la linearità dell'immagine. Se queste non sono soddisfacenti, regolare il controllo pilota dello stadio finale C_3 e i controlli di larghezza e di linearità, fino ad ottenere un'immagine geometricamente corretta.

8.2. - Regolazione della forma d'onda dell'oscillatore orizzontale.

La forma dell'onda del generatore di linea può essere regolata in due modi: il primo descritto in *A*) non richiede l'uso dell'oscillografo; il secondo descritto in *B*) è invece basato sull'impiego di questo strumento.

8.2.1. - Girare il regolatore P_1 di frequenza orizzontale completamente in senso orario a fine corsa. Introdurre i giraviti di fibra in entrambi i nuclei di L_1 e di L_2; dispersi in modo da poter effettuare simultanee regolazioni osservando l'immagine sullo schermo.

Dapprima ruotare il nucleo di L_1 regolatore della frequenza finchè l'immagine cada fuori sincronismo ed appaiono tre o quattro barre nere diagonali inclinate verso il basso a destra sul quadro; quindi ruotare il nucleo di L_2 regolatore della forma d'onda e contemporaneamente ritoccare la posizione del nucleo di L_1 mantenendo costanti le tre o quattro barre nere inclinate a destra. Continuare in questa maniera finchè l'oscillatore comincia a produrre sfarfallio sul quadro; estrarre allora il nucleo da L_2 fino a far scomparire lo sfarfallio. A titolo di controllo girare il nucleo di L_1 finchè l'immagine risulta sincronizzata, poi girare lo stesso nucleo in senso inverso fino a perdere il sincronismo e a far riapparire le barre inclinate in basso verso destra. Continuare a girare il nucleo di L_1 nella stessa direzione. Sullo schermo non devono apparire più di tre o quattro barre. Inoltre l'oscillatore orizzontale deve ricominciare a produrre sfarfallio. Ritoccare se necessario il nucleo di L_1 finchè si ottiene questa condizione.

8.2.2. - Connettere il probe a bassa capacità di un oscillografo al punto *F*. Ruotare il regolatore di frequenza orizzontale P_1 indietro di un quarto di giro dalla posizione estrema oraria, ottenendo il sincronismo dell'immagine. La forma d'onda da ottenere sull'oscillografo deve essere quella di fig. 38-*a*) in cui le sommità delle curve assumono lo stesso livello delle punte. L'aggiustaggio consiste nel girare il nucleo di L_2 finchè si ottiene che i due picchi abbiano la stessa altezza. Le fig. 38-*b*) e 38-*c*) sono scorrette e devono essere evitate. Per mantenere la sincronizzazione dell'immagine qualora sia perduta durante questa operazione si deve agire sul regolatore di frequenza orizzontale P_1. La regolazione della forma d'onda è di grande importanza per il buon funzionamento del circuito. Se la curva positiva dell'onda sull'oscillografo è più bassa del picco successivo (fig. 38-*b*) si ha scarsa immunità dai disturbi, l'effetto stabilizzatore del circuito volano risulta ridotto e lo spostamento di frequenza dell'oscillatore si accentua. Se per contro la curva è più alta del picco (v. fig. 38-*c*) l'oscillatore risulta sovrastabilizzato, il campo di bloccaggio diviene indefinito e l'ampiezza della curva suddetta può provocare un duplice comando dell'oscillatore, quando il potenziometro P_1 si approssima all'estremo della sua corsa in senso orario.

Fig. 38. - Forme d'onda dell'oscillatore orizzontale - *a*) Forma corretta - *b*) e *c*) Forme errate.

8.3. - Aggiustaggio del campo di bloccaggio orizzontale.

Ruotare il regolatore P_1 di frequenza di linea completamente in senso antiorario. Può verificarsi che l'immagine rimanga sincronizzata. Se ciò avviene, girare lentamente e di poco il nucleo della bobina L_1 e commutare momentaneamente il canale di ricezione. Ripetere questa operazione finchè l'immagine vada fuori sincronismo e appaiano sul quadro delle linee inclinate in basso a sinistra.

Eseguire nuovamente una rapida commutazione del canale e quindi ritornare sul canale da ricevere. Ruotare lentamente il regolatore di frequenza orizzontale P_1 in senso orario notando il numero minimo di barre diagonali ottenute all'istante immediatamente precedente a quello in cui l'immagine cade in sincronismo. Se le barre così osservate sono di più di 3, ruotare lentamente in senso orario il condensatore C_1 che controllla il campo di bloccaggio.

Se le barre ottenute sono meno di 2 girare lentamente C_1 e P_1 entrambi in senso antiorario, commutare momentaneamente il canale e ricontrollare il numero delle barre al punto di sincronismo dell'immagine. Ripetere questo procedimento finchè il numero delle barre sia compreso fra 2 e 3.

Girare il controllo di frequenza orizzontale P_1 a fine corsa in senso orario. Regolare il nucleo di L_1 fino a far apparire sullo schermo le barre diagonali inclinate in basso a destra, quindi invertire il senso di rotazione del nucleo fino a che le barre iniziano a spostarsi verso il lato sinistro dello schermo, portando l'immagine prossima al sincronismo.

Come si vede la messa a punto del C.A.F.F. synchraguide è assai più laboriosa che per gli altri sistemi; si osservo però che le operazioni sopra indicate possono in pratica essere eseguite in pochi minuti, cioè sono assai più lunghe a descriversi che ad effettuarsi.

(*continua*)

La Propagazione delle Onde Ultracorte

È un problema di palpitante attualità, che interessa grandemente i collegamenti radiotelefonici professionali. Questo studio, che si avvale di molte esperienze effettuate nelle zone particolarmente accidentate del Cuneense, del Trentino e dell'alta Valtellina, esamina il problema nei suoi molteplici aspetti.

La propagazione delle onde ultracorte, ed in particolare delle frequenze comprese tra 150 e 250 MHZ, è stata oggetto di studio particolareggiato sia per quanto riguarda la condizione di collegamento a portata ottica, sia per quanto riguarda la possibilità di contatto a portata extra-ottica. In questo articolo non vogliamo tener conto delle condizioni di propagazione extra-ottica a forte distanza che si verificano in casi sporadici, in quanto esse non si prestano ad un'utilizzazione per collegmenti radiotelefonici professionali: conteremo di tornare su questo argomento più diffusamente in altro lavoro.

Terremo invece particolarmente presente tutte quelle particolari condizioni di propagazione che si verificano o si possono verificare nei collegamenti a breve e media distanza effettuati in zone montagnose, dove spesso non è possibile ottenere un vero e proprio « contatto a portata ottica ». Il nostro studio si avvale di molte esperienze, alcune delle quali recentissime, eseguite con apparecchi professionali sulle frequenze della gamma ponti radio (156 — 172 MHz), nelle zone particolarmente accidentate del Cuneense, del Trentino e dell'alta Valtellina. Gli apparecchi impiegati furono di diversi tipi e saranno citati volta per volta: tutti impiegavano comunque trasmettitori controllati a quarzo, e ricevitori con oscillatore locale anch'esso controllato a quarzo, e doppia conversione di frequenza.

1. - NOTE DI STUDIO PRELIMINARE.

E' noto che le onde a frequenza superiore a 60 MHz non sono riflesse dalla ionosfera o dalla troposfera se non in casi particolari: riflessioni infatti si verificano saltuariamente ad opera di fattori atmosferici e di perturbazioni d'origine solare, ma si fanno sentire in genere per collegamenti molto oltre la linea dell'orizzonte ottico. Per il collegamento ad ultrafrequenze si sfrutta perciò l'onda di terra, ovvero quella che dal trasmettitore giunge al ricevitore seguendo la linea retta che li congiunge.

Le componenti dell'onda di terra.

L'onda di terra può essere divisa in due distinte componenti: l'onda superficiale e quella spaziale: di queste la prima corre lungo la superficie della terra, mentre la seconda, cioè l'onda che abbiamo chiamato « spaziale », è la risultante di due onde componenti, e precisamente dell'onda diretta e di quella riflessa dalla superficie della terra.

Quando le due antenne del ricevitore e del trasmettitore si trovano ambedue alla superficie della terra, i due componenti dell'onda spaziale sono uguali in ampiezza ed opposti in fase, e quindi la ricezione è limitata all'onda di terra. Quando invece le antenne ricevente e trasmittente si alzano sopra la superficie della terra, l'intensità dell'onda spaziale aumenta rapidamente, e giunge presto al punto da divenire la parte essenziale dell'onda di terra. Questa condizione si verifica quando le antenne si trovano ad una lunghezza d'onda o più dal livello del suolo. L'intensità dell'onda di terra e delle sue componenti ad una certa distanza è influenzata dalla resistenza e dalla costante dielettrica del terreno, dalla frequenza, dall'altezza delle antenne, dalla curvatura della terra, dalla distanza dei due posti, ed infine dalla variazione dell'indice di rifrazione dell'atmosfera secondo l'altezza. Nel nostro caso — propagazione in zone montuose — a queste variabili si aggiungono le condizioni particolarmente sfavorevoli del terreno, e le variazioni notevoli anche nella stessa giornata delle condizioni atmosferiche (temperatura, umidità) che si riflettono direttamente sull'indice di rifrazione atmosferico. Nelle componenti dell'onda spaziale si devono inoltre annoverare altre onde, provenienti da direzioni diverse e quindi con possibili spostamenti di fase e spesso di polarizzazione, dovute a fenomeni diffrattivi e riflessivi, che non sono presenti nelle normali condizioni di propagazione sul terreno libero. Le costanti elettriche della terra influenzano il grado di attenuazione dell'onda superficiale ed anche il coefficiente di riflessione al quale la componente riflessa dalla terra dell'onda spaziale è soggetta. Nel caso di un collegamento a breve distanza su terreno pianeggiante, la curvatura della terra può essere trascurata.

La propagazione di radioonde ultracorte in zone che per la loro configurazione fisica non permettano il collegamento ottico, si discosta notevolmente e non può essere calcolata con facilità, a meno che le due stazioni non si trovino a piccola distanza, e siano separate da ostacoli di media mole. E' il caso del collegamento quasi ottico che può essere richiesto tra due posti fondo valle, quando la valle faccia una lieve curva, in modo che la stazione trasmittente non veda quella ricevente, essendo addossate ambedue alla stessa parete. In queste particolari condizioni il collegamento può essere calcolato come se le due stazioni si trovassero in pianura, ma fossero separate da una distanza tale per cui la curvatura della terra non potesse essere più trascurata.

Infatti nel caso specifico di un collegamento a distanza di questo tipo, per la possibilità di ottenere un contatto è necessario che l'onda segua la curvatura della terra eseguendo una flessione rispetto al normale percorso rettilineo. Questa flessione si verifica come conseguenza della rifrazione dell'onda nell'atmosfera in prossimità della terra, e come seconda conseguenza di un effetto diffrattivo. Quest'ultimo è il più importante nel caso del collegamento in montagna del quale abbiamo accennato poco fa. All'onda ottenuta per questa via si viene ad aggiungere un'altra componente, che può essere diversa in fase e può quindi determinare un'attenuazione del campo nelle vicinanze del trasmettitore.

Questa componente è un'onda riflessa dall'ostacolo frontale (parete o pendio di valle, pendice di montagna) che si trova in vista da tutte e due le stazioni, che pur tra loro sono mascherate. Qui si entra facilmente nel fenomeno chiamato « distribuzione ondulatoria dell'intensità del campo », che normalmente si verifica anche nella propagazione in pianura, ma a distanze molto elevate.

Tratte queste deduzioni, potremo affermare che, nel collegamento normale in pianura, siamo di fronte normalmente a due componenti di un onda superficiale, soggette ambedue a leggi definite. Nel

nelle Zone Montagnose

di Gino Nicolao

caso invece del collegamento in zone montuose, avremo alcune condizioni variabili in più per cui assai difficile sarebbe poter determinare la possibilità di un contatto a frequenza ultraelevata con lo impiego di una formula. L'onda ricevuta da un posto che si trovi ad una determinata distanza dal trasmettitore, ma non in distanza ottica con esso, per ostacoli naturali medi lungo il percorso (sinuosità del terreno), per posizioni sghembe in valli tortuose, per irregolare declino del terreno, sarà composta:

a) dell'onda di terra, dovuta ai normali fenomeni di propagazione;
b) dell'onda diffratta dagli ostacoli interposti;
c) dell'onda riflessa da ostacoli frontali alle due stazioni;
d) dell'onda da scatter, risultante determinata da fenomeni di dispersione.

Oltre a questi fattori componenti dell'onda che viene sfruttata per il collegamento, se ne potrebbero annoverare altri, quali ad esempio fenomeni di rifrazione dovuti a variazione di densità negli strati atmosferici sovrastanti la valle o la zona montuosa dove avviene il collegamento, che possono produrre effetti di attenuazione ad ore fisse durante una giornata, oppure effetti di propagazione stagionali.

Importanza della lunghezza della tratta.

Naturalmente quando la distanza tra le due stazioni è piccola rispetto alla potenza irradiata, avendo antenne ad alto guadagno si potrà discriminare facilmente tra le diverse componenti in arrivo, in modo da scegliere la più stabile nel tempo. Variazioni di piccola entità possono essere tollerate, perchè compensate automaticamente dal CAV del ricevitore, a patto di non scendere a livelli di segnale molto bassi, perchè in tal caso potrebbero entrare in causa fattori esterni che influenzerebbero il buon esito delle comunicazioni, ad esempio disturbi intermittenti d'origine industriale.

Sembrerà un anacronismo parlare di disturbi di origine industriale in montagna, ma non bisogna dimenticare che assai spesso i ponti radio sono installati per il servizio in centrali elettriche, dighe, cantieri, od altre zone che — benchè isolate — sono esse stesse fonte di numerosi disturbi parassiti.

Esempio della variazione del segnale ricevuto (per effetto di riflessione) su una distanza di 12 km. Potenza del trasmettitore 2 W, guadagno dell'antenna ricevente 6 dB. Rilevamenti effettuati in una giornata dell'autunno 1954

Quando invece la distanza tra le stazioni del ponte radio è discreta (e in condizioni difficili come in montagna, la distanza andrà apprezzata a diecine di chilometri) e la visibilità diretta non esiste, la comunicazione sarà soggetta ai fattori che abbiamo accennato poc'anzi, e che dovranno essere studiati sperimentalmente in un periodo di tempo piuttosto lungo. Per l'installazione di un ponte radio in queste condizioni, importanza capitale avrà la possibilità di studiare in loco, caso per caso, le possibili soluzioni offerte per il collegamento dagli effetti di riflessione e diffrazione.

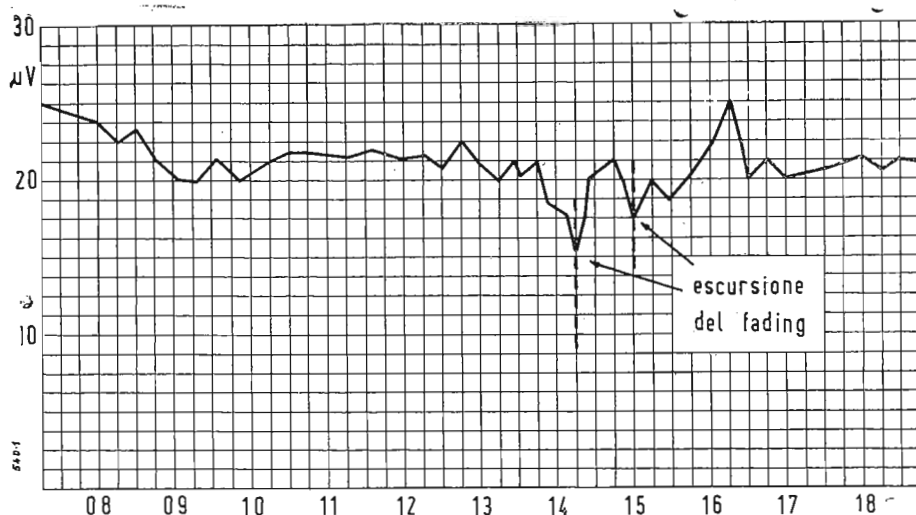
Stabilita la potenza base del trasmettitore, questo verrà installato in uno dei due posti e munito di un'antenna direttiva a medio guadagno (3 — 4 elementi), la polarizzazione della quale sarà stabilita nel corso delle prove. In genere si preferisce la polarizzazione orizzontale perchè favorisce i fenomeni di riflessione e soprattutto di diffrazione: abbiamo però avuti alcuni esempi in cui la polarizzazione verticale era l'unica soluzione per un efficace collegamento.

Necessità di una serie di misure.

All'altro terminale sarà installato un indicatore di intensità di campo, di sufficiente sensibilità ed avente la banda passante uguale a quella del ricevitore che poi verà installato. In mancanza si potrà supplire con il ricevitore del terminale, al quale sarà inserito con i circuiti noti, uno strumento atto a misurare l'intensità del campo presente. La taratura di questo strumento non è tassativa, dato che l'informazione da noi richiesta è limitata alle variazioni del livello del segnale nel tempo. Le misure dovranno essere fatte per almeno una decina di giorni, con una frequenza iniziale di 5 in 5 minuti, e finale di ora in ora. Più opportuna sarebbe senz'altro l'applicazione di uno strumento registratore, in modo da poter ottenere dei grafici la cui lettura potrebbe essere molto più orientativa.

Le misure dovranno essere effettuate bilateralmente onde evitare sorprese, dato che nelle condizoni di propagazione che stiamo descrivendo è assai difficile che le letture siano eguali o molto simili nelle due direzioni: in altre parole il fenomeno di propagazione si differenzia a seconda della direzione stessa, e può nel caso limite, essere tale da poter servire solo in un senso.

Svantaggi della polarizzazione incrociata.

Una difficoltà notevole che si può incontrare è data dal fatto che molti ponti radio in duplex, impiegano per il ricevitore e trasmettitore polarizzazione incrociata, in modo da diminuire gli effetti di interferenza. Ora è risaputo che le due polarizzazioni degli aerei si comportano diversamente nei fenomeni di diffrazione e riflessione e quindi le conseguenze possono essere spiacevoli; si può tentare il col-

Antenne di radiotelefoni su 72 e 165 MHz in una baracca rifugio di alta montagna
(foto dell'Autore)

Posto radiotelefonico sperimentale funzionante in simplex installato in una baracca rifugio.
(foto dell'Autore)

Antenna sperimentale di un ponte radio installato in Valle del Chiese (Trentino)
(foto dell'Autore)

legamento usando polarizzazione obliqua, sempre mantenendo le antenne ruotate fra loro di 90 gradi, ma non è detto che questa soluzione possa essere sempre il toccasana. Spesso invece anche in questo caso si hanno violente differenze di intensità di campo, a parità di orientamento, molto difficili da evitare.

L'indicazione di queste misure può garantire dalla possibilità di sorprese, perchè nelle installazioni effettuate senza prove, ci si può imbattere in un periodo in cui il fenomeno sfruttato per il collegamento è particolarmente efficiente: in questo caso soltanto pochi giorni o settimane dopo l'installazione, si avranno le prime noie con collegamenti imperfetti, disturbati, spesso fino a giungere a comunicazioni nulle; e ben raramente potranno essere convinti gli utenti del ponte radio che tutto dipende dalla propagazione.

Le caratteristiche degli apparati hanno notevole importanza.

Pure, la prevenzione sulla impossibilità di installare dei radiotelefoni per collegamenti molto fuori della portata ottica, ed in special modo in montagna, di riuscire a collegare in valli strette e tortuose, o in zone particolarmente sfavorevoli, due punti non in ottica con ponti radio ad onde ultracorte, vanno attenuandosi notevolmente. Per l'ottima riuscita di tali contatti è però necessario che anche gli apparecchi siano particolarmente studiati e curati per lo specifico uso: in particolare potremo suggerire quanto l'esperienza in questo canto ci ha dimostrato. Il ricevitore dovrà avere una buona sensibilità, ed un ottimo rapporto segnale disturbo: il preamplificatore « cascode » è molto adatto per ottenere questi pregi.

La sensibilità del ricevitore non è apprezzata notevolmente però, quando esso sia installato in località molto disturbate. In questo caso un maggior guadagno d'aereo e una maggior potenza in trasmissione sono preferibili.

La banda passante non dovrà essere eccessiva; se il ponte radio è a modulazione di frequenza, essa è bene sia a banda stretta. Il trasmettitore deve avere una sufficiente potenza, onde garantire un segnale sufficientemente elevato all'ingresso del ricevitore: questo per la forte variazione a cui spesso è soggetto il segnale. Le antenne devono avere una sufficiente direzionalità, ma non eccessiva, dato che speso può variare a seconda delle condizioni stagionali e atmosferiche l'angolo di diffrazione o riflessione dell'onda trasmessa. La loro polarizzazione deve essere determinata a mezzo di studi e prove in loco, ed altrettanto si deve dire per la direzione.

In un prossimo articolo illustreremo sinteticamente alcuni tipi di radiotelefono particolarmente adatti a comunicazioni in zone impervie. Qui abbiamo riportato nel grafico allegato una serie di dati rilevati nel corso di esperienze con radiotelefoni in montagna.

*

Premio Italia 1955

Due nuovi organismi radiofonici hanno dato la loro adesione al Premio Italia: la Radio-Luxembourg e la Canadian Broadcasting Corporation. Il Premio Italia 1955 sarà assegnato a Perugia nel corso delle riunioni che si terranno dal 14 al 19 settembre p. v.

Utilizzazione della banda 3950 ÷ 4000 kHz

La banda di onde corte tra 3950 ÷ 4000 kHz. assegnata ai servizi di radiodiffusione delle Regioni 1 e 3 dalla Conferenza di Atlantic City nel 1947, viene sempre maggiormente utilizzata nella zona europea.
Tuttavia ancora pochi ricevitori sono muniti di questa gamma di frequenze. Attualmente, almeno una ventina di trasmettitori opera su questa gamma. In Europa:

kHz	stazione	m
3953	Londra	75,89
3955	Berna-Schwarzenburg	75,85
3960	Radio Europa Libera	75,76
3965	Mosca	75,66
3965	Parigi-Allouis	75,66
3970	Deutsche-Welle	75,57
3975	Londra	75,47
3980	Monaco-VOA	75,38
3980	Tangeri-VOA	75,38
3985	Berna-Schwarzenburg	75,28
3990	Radio Liberazione	75,19
3990	Roma-Pratosmeraldo (terzo programma)	75,19
4012	Lisbona	74,78

Si noti che le medesime frequenze sono parimenti impiegate in Arabia Saudita, India, Indonesia e Pakistan.

(Bull. U.E.R.)

Propagazione a lunga distanza delle onde decimetriche

I Bell Laboratories e il MIT rendono di pubblica ragione i risultati relativi alla propagazione su lunghe distanze delle onde decimetriche. Utilizzando trasmettitori di 10 kW e antenne direttive coniche di 18 m di diametro, è risultato possibile assicurare collegamenti stabili tra stazioni relè poste a distanze superiori ai 300 km le une dalle altre. Secondo le notizie raccolte, tale sistema sarebbe già impiegato nei servizi della Difesa nazionale.
Le esperienze sopra ricordate sono di particolare importanza in quanto modificano profondamente le convinzioni diffuse in materia e aprono nuovi orizzonti nel problema dei collegamenti transatlantici.

(Bull. U.E.R.)

La radiodiffusione europea in cifre.

Ecco alcuni dati statistici relativi al numero di licenze radiofoniche rilasciate al 31 dicembre 1954 in alcuni paesi europei, dell'Africa del Nord e del Vicino Oriente. Nelle altre colonne sono riportate le variazioni in più o in meno nel corso del 1954 e la variazione percentuale.

Algeria	274.673	+	22.510	8.20%
Austria	1.659.394	+	30.856	1.80%
Belgio	1.986.171	+	123.327	6.19%
Cipro	51.946	+	18.535	35.68%
Danimarca	1.319.436	—	1.235	0.09%
Egitto	650.000	+	245.220	37.84%
Finlandia	970.798	+	63.164	6.51%
Francia	8.978.208	+	609.541	6,78%
Germania Ovest	12.125.689	+	651.372	5.66%
Gibilterra	4.923	+	405	8.04%
Gran Bretagna	13.872.633	+	604.363	4.43%
Grecia	506.842	+	80.842	20.72%
Irlanda	427.660	+	21.176	4.90%
Israele	262.515	+	15.340	5.72%
Italia	5.535.933	+	658.474	11.89%
Lussemburgo	76.410	+	3.978	5.20%
Malta	45.255	—	2.952	6.12%
Marocco Francese	277.856	+	33.891	12.10%
Norvegia	925.397	+	30.190	3.26%
Paesi Bassi	2.487.275	+	154.608	6.19%
Portogallo	442.812	+	64.862	14.47%
Sarre	220.584	+	4.796	2.17%
Spagna	1.621.588		—	—
Svezia	2.390.575	+	74.016	3.10%
Svizzera	1.206.863	+	45.460	3.80%

* * *

Per gli aumenti percentuali di licenze radiofoniche, si può stabilire la seguente graduatoria (tra parentesi i valori in %): Egitto (37.84), Cipro (35,68), Grecia (20,72), Portogallo (14,47), Marocco Francese (12,10), Italia (11,89), Algeria (8,20), Gibilterra (8,04), Francia (6,78), Finlandia (6,51), Belgio e Paesi Bassi (6,19), Israele (5,72), Germania Ovest (5,66), Lussemburgo (5,20), Irlanda (4,90), Gran Bretagna (4,43), ecc.

* * *

Le densità di licenze radiofoniche in relazione al numero di abitanti, espresse in valori percentuali, stabiliscono la seguente graduatoria: Svezia (33,03), Danimarca (29.95), Gran Bretagna (27,52), Norvegia (27,25), Lussemburgo (24,93), Islanda (24,51), Germania Ovest (24,25) Svizzera (24,13), Austria (23,93), Paesi Bassi (23,28), Finlandia (23,08). Belgio (22,57), Sarre (22,27), Francia (20,98), Gibilterra (18,93), Israele (15,25), Irlanda (14,55), Malta (14,32), Italia (11,50), Cipro (10,05), Grecia (6,42), Spagna (5,79), Portogallo (5,08), ecc.
Le statistiche riportate raccolgono i dati resi noti dalle nazioni interessate all'Unione Europea di Radiodiffusione. Delle altre nazioni si hanno dati incompleti o comunque non aggiornati al 31 dicembre 1954.

* * *

Da notare ancora che nei Paesi Bassi il 95,35% dei nuclei famigliari possiede la licenza radiofonica, in Inghilterra il 92,49%, in Norvegia l'88,20%, in Svizzera l'86,20%, in Finlandia l'83,62%, nel Lussemburgo l'80,43%, nella Germania Ovest il 75,78%. Si conoscono ancora i seguenti dati: Austria (74,39%), Sarre (69,18), Islanda (64,50), Israele (58,22), Malta (52,91), Cipro (40,19), Spagna (21,62).

(Bull. U.E.R.)

* * *

Bulgaria

In una comunicazione apparsa sul Bulletin de l'OIR si commentano gli ultimi sviluppi della radiodiffusione bulgara. La potenza installata è ora diverse volte maggiore di quella installata nel 1944. I diversi trasmettitori totalizzano 85 ore di diffusione giornaliera. Nel campo musicale e letterario, frequenti trasmissioni vengono dedicate ai classici e alle produzioni più caratteristiche della cultura contemporanea bulgara e straniera. Le emissioni per l'estero vengono fornite in dieci lingue. Hanno luogo lavori preliminari in vista dell'introduzione delle TV anche in Bulgaria.

(Bull. U.E.R.)

Cile

E' stata identificata una nuova stazione Cilena sulla frequenza di 6425 kHz come « Radio Militar Austral » da Punta Arenas.

Cina

Alla fine del 1954, sull'intero territorio cinese erano in funzione 60 stazioni trasmittenti; mentre più di 5300 centri di radiodistribuzione (impianti di diffusione collettiva centralizzati e controllati, N.d.R.) erano stati creati nelle località di media importanza e nei villaggi. Uno dei compiti di tali centri è quello di registrare le informazioni e i notiziari diffusi dalla radio, in vista della loro pubblicazione mediante stampa. La tiratura di queste pubblicazioni radiofoniche aumenta di giorno in giorno. La « Stazione Centrale » di radiodiffusione trasmette due programmi. Il primo a sfondo essenzialmente politico, il secondo a carattere musicale e letterario. Le emissioni sono effettuate in dialetto pechinese, in mongolo, in tibetano e in coreano.
Dal 1950 la « Stazione Centrale » irradia programmi per l'estero, in inglese, giapponese, coreano, vietnamese, indonesiano, birmano a siamese, nella rubrica « Qui Pechino ».
Secondo notizie della *Pravda*, la Cina ha concluso accordi di collaborazione radiofonica con l'URSS. la Polonia, la Cecoslovacchia. l'Ungheria, la Bulgaria e la Germania dell'Est.

(Bull. U.E.R.)

Cuba

La stazione COKG è ritornata in aria dopo diversi mesi di assenza. Essa è stata ascoltata su 9750 kHz dalle 13,00 alle 05,30.

Giappone

Secondo notizia proveniente dal Radio Times of India, si è costituita in Giappone una nuova società radiofonica: l'Asia International Broadcasting Corporation, con sede a Tokyo. Scopo principale è lo scambio di programmi radiofonici tra i paesi asiatici e tra l'Asia e gli altri continenti.

(Bull. U.E.R.)

Gran Bretagna: la Divina Commedia messa in onda dalla BBC

Alla fine dell'anno scorso, il Terzo Programma della BBC mise in onda durante un periodo di 6 settimane l'Inferno di Dante, nella traduzione di Laurence Binyon. La trasmissione fu seguita questo febbraio e marzo dal Purgatorio, ed ora, con la ultima Cantica, il Paradiso, che viene trasmezza in sei recitazioni settimanali, l'ascoltatore britannico avrà l'intero poema di Dante.
In queste recitazioni, prodotte da Peter Duval Smith ed alle quali hanno preso parte finora oltre 100 attori, il personaggio di Dante è interpretato da Marius Goring. Nell'Inferno e nel Purgatorio, Virgilio è stato impersonato da Esmè Percy, ed ora che si è giunti al Paradiso Miss Siobhan McKenna interpreta il personaggio di Beatrice.

Gran Bretagna

Dal 1° maggio al 31 agosto i tempi radio dell'Osservatorio Reale di Greenwich sono irradiati come segue: 11.00 su 12790 (GKU5) e 17685 (GIC37); 18.00 su 10332,5 (GPB30) e 17685 (GIC37). Le frequenze delle ore 11.00 vanno impiegate fino alle ore 16.00 Quelle delle ore 18.00 fino alle ore 10.00 successive.

Portogallo

Il « Servizio Ultramarino » da Lisbona effettua le seguenti trasmissioni: 12,00-14,00 (Per Macao e Timor) e 14,15-18,00 (per l'India Portoghese) su 11996 e 15050 kHz; 18,30-21,30 (Per San Tomè, Angola, Mozambico) su 9775 e 11996 kHz (Domenica dalle ore 14,00 alle 18,00 sulla frequenza addizionale di 15125 kHz per le stesse aree); 22,00-01,00 (per Guinea, Capo Verde, Brasile) su 9775 e 11915; 01,15-03,30 (per il Nord America ed il Nord Atlantico) su 5976, 6360 e 9752 kHz.

Repubblica Dominicana

La stazione HI2T (La Voz Dominicana) di Città Trujillo usa in questi giorni la frequenza di 3285 kHz in parallelo con 9735 kHz fino alla chiusura delle trasmissioni che avviene alla ora italiana 05,57.

Saint Vincent

La stazione VP2SA, Post Office Box 73, Kingston San Vincent (BWI) ora opera su 3336 kHz (0,4 kW) dalle ore 22,00 alle ore 23,00.

Senegal

Radio Dakar possiede due stazioni di radio diffusione: Dakar-Inter su 1430, 4950, 11894 kHz e Dakar - Africa su 1538,4895 e 9562 kHz. I programmi per l'Europa sono trasmessi, da quest'ultima stazione come segue: 22,45-23,00 in Portoghese al martedì e mercoledì e 23,00-15 in Inglese al giovedì e venerdì.

Senegal

Un nuovo trasmettitore della Radio dell'Africa Orientale Francese a Dakar è stato segnalato sulla annunciata frequenza di 15225 kHz.

Spagna

La « Radio Nazionale Spagnola » stazione di Madrid dal mese di marzo opera con una nuova scheda programmi: 17.50 Lettone, 18,00 Fin-

(la rubrica segue a pag. 168)

Trasformatori di Impedenza a Costanti

dott. ing. Angelo Pistilli

1. - PREMESSA.

NELLA tecnica elettronica e delle telecomunicazioni si presenta assai frequentemente il problema di trasformare un'impedenza in un'altra, generalmente allo scopo di realizzare, con l'adattamento, il massimo trasferimento di energia. Alle basse frequenze il problema si risolve con trasformatori costruiti secondo i concetti classici ed usando particolari cautele, a secondo delle frequenze in giuoco, sopratutto per il circuito magnetico. Alle alte frequenze tali soluzioni non sono più possibili e bisogna necessariamente ricorrere a circuiti a costanti distribuite.

In questo studio ci occuperemo esclusivamente di trasformatori a costanti distribuite che impieghino linee bifilari o cavi coassiali non dissipativi escludendo invece quelli in guide d'onda. Ci riferiremo inoltre in modo particolare a variazioni di impedenza caratteristica ottenute mediante opportuna variazione delle dimensioni geometriche e non considereremo il caso in cui siano invece ottenute con variazioni del dielettrico interposto, caso tuttavia al quale si può risalire agevolmente con la teoria che esporremo. Nel corso della trattazione ci riferiremo indifferentemente alle linee bifilari ed ai cavi coassiali, intendendo fin d'ora che le conclusioni cui giungeremo per gli uni si intendono automaticamente estese anche alle altre. Divideremo la trattazione in due parti abbastanza diverse anche concettualmente: nella prima parte tratteremo dei trasformatori d'impedenza a variazioni discontinue d'impedenza; nella seconda parte tratteremo invece dei trasformatori d'impedenza a variazioni continue d'impedenza.

Parte I - TRASFORMATORI D'IMPEDENZA A VARIAZIONI DISCONTINUE D'IMPEDENZA.

1. - TRASFORMATORI IN QUARTO D'ONDA.

1.1. - Teoria.

Supponiamo di dover connettere ad un cavo coassiale d'impedenza caratteristica Z_0 una resistenza R e di voler realizzare l'adattamento, cioè far sì che il cavo d'impedenza caratteristica Z_0 risulti chiuso su di un'impedenza uguale a Z_0 e che la resistenza R risulti connessa all'uscita di un cavo che presenti in corrispondenza dei morsetti d'uscita, un'impedenza pari ad R ad una frequenza f prestabilita. Allo scopo di risolvere il problema interponiamo fra il cavo d'impedenza caratteristica Z_0 e la resistenza di carico R uno spezzone di cavo non dissipativo di lunghezza l e d'impedenza caratteristica Z_1 (fig. 1). E' noto dalla teoria delle linee che l'impedenza d'ingresso di un cavo d'impedenza caratteristica Z e di lunghezza l, chiuso su di una resistenza di carico R è data, alla frequenza f, da:

$$Z_{in} = Z \frac{R + j Z \operatorname{tg} \beta l}{Z + j R \operatorname{tg} \beta l} \tag{1}$$

ove

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{2}$$

essendo λ la lunghezza d'onda nel cavo corrispondente alla frequenza f. Tale cavo, connesso al cavo d'impedenza caratteristica Z_0, provoca un coefficiente di riflessione dato da:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{3}$$

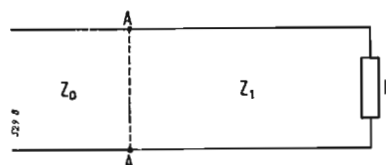



Fig. 1. - Adattamento tra un cavo di impedenza caratteristica Z_0 e una resistenza di carico R mediante uno spezzone di cavo non dissipativo di lunghezza l e di impedenza caratteristica Z_1.

Affinchè si abbia perfetto adattamento si deve avere $\Gamma = 0$ e perciò $Z_{in} = Z_0$. Applicando la (1), ponendo, per riferirci al nostro caso, $Z = Z_1$, e, allo scopo di semplificare i simboli:

$$\operatorname{tg} \beta l = t \tag{4}$$

si ha:

$$Z_0 = Z_1 \frac{R + j Z_1 t}{Z_1 + j R t}. \tag{5}$$

se ne deduce:

$$Z_0 Z_1 + j R Z_0 t = R Z_1 + j Z_1^2 t. \tag{6}$$

Uguagliando le parti reali ed immaginarie si trae:

$$Z_0 = Z_1 = R.$$

Questa è una soluzione triviale del problema che dice semplicemente che, qualora $Z_0 = R$, il cavo d'adattamento può avere lunghezza arbitraria ed impedenza caratteristica uguale alle due terminali, com'è ovvio. Cerchiamo dunque un'altra possibile soluzione. Dalla (6), dividendo ambo i membri per t, si ricava:

$$\frac{Z_0 Z_1}{t} + j R Z_0 = \frac{R Z_1}{t} + j Z_1^2.$$

Se poniamo $t = \infty$ il primo membro di ambo i termini si annulla e l'equazione si riduce a:

$$Z_1^2 = R Z_0. \tag{7}$$

Tenendo presente la (4), l'equazione:

$$t = \operatorname{tg} \beta l = \infty$$

è soddisfatta per:

$$\beta l = \frac{\pi}{2} + n\pi \tag{8}$$

essendo n un qualunque intero positivo. Ricordando la (2) e sostituendo nella (8) si ricava:

$$l = \frac{\lambda}{4} + n \frac{\lambda}{2}. \tag{9}$$

Distribuite

(parte prima)

Il lavoro consta di due parti. Nella prima si esaminano i trasformatori a variazioni discontinue d'impedenza e precisamente i trasformatori in semplice, doppio e triplo quarto d'onda ricavando relazioni quantitative e grafici per la progettazione. Nella seconda parte si esaminano i trasformatori a variazioni continue d'impedenza impostando la teoria generale e sviluppando la teoria delle linee esponenziali, dei raccordi a variazione lineare delle dimensioni geometriche e delle linee iperboliche e giungendo anche qui a relazioni quantitative ed a grafici per la progettazione. Si conclude con un confronto fra i vari tipi di trasformatori. Il lavoro è corredato da numerosi esempi numerici ampiamente sviluppati

L'adattamento sarà perciò possibile esattamente a tutte le lunghezze d'onda che soddisfano la (9), interponendo un cavo avente impedenza caratteristica, come si ricava dalla (7), media geometrica fra le due:

$$Z_1 = \sqrt{RZ_0} \qquad (10)$$

e di lunghezza pari ad un quarto della lunghezza d'onda nel cavo, eventualmente aumentato di un numero intero arbitrario di semilunghezze d'onda. Volendo l'adattamento ad una sola frequenza f_0 ed essendo λ_0 la corrispondente lunghezza d'onda nel cavo e preferendo, eccetto casi speciali, scegliere, fra le possibili lunghezze del trasformatore, la più piccola possibile, la lunghezza geometrica del trasformatore deve essere:

$$l = \frac{\lambda_0}{4} . \qquad (11)$$

Con ciò abbiamo realizzato un perfetto adattamento alla frequenza f_0. Ad altre frequenze, in un intorno più o meno grande di f_0, si avrà un certo disadattamento e quindi un coefficiente di riflessione non nullo. Tuttavia nell'esercizio delle varie apparecchiature è tollerabile un certo coefficiente di riflessione, purchè abbastanza piccolo. Ricerchiamo perciò la banda di frequenze nell'intorno destro e sinistro di f_0 in cui il coefficiente di riflessione si mantiene uguale o minore ad un valore prefissato.

Tenendo conto della (10) si ha dalla (1):

$$Z_{in} = \sqrt{RZ_0} \cdot \frac{R + j\sqrt{RZ_0}t}{\sqrt{RZ_0} + jRt}$$

e sostituendo nella (3) si ha:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{R\sqrt{RZ_0} + jRZ_0t - Z_0\sqrt{RZ_0} - jRZ_0t}{R\sqrt{RZ_0} + jRZ_0t + Z_0\sqrt{RZ_0} + jRZ_0t} =$$

$$= \frac{R - Z_0}{R + Z_0 + 2j\sqrt{RZ_0}\,t} . \qquad (12)$$

Indicando con r il modulo del coefficiente di riflessione dalla (12) si trae:

$$r^2 = |\Gamma|^2 = \frac{(R - Z_0)^2}{(R + Z_0)^2 + 4RZ_0t^2} . \qquad (13)$$

Dividendo numeratore e denominatore del secondo membro per Z_0 e risolvendo rispetto a t^2 si ha:

$$t^2 = \frac{\left(\frac{R}{Z_0} - 1\right)^2}{4\frac{R}{Z_0}r^2} - \frac{\left(\frac{R}{Z_0} + 1\right)^2}{4\frac{R}{Z_0}} . \qquad (14)$$

Dato perciò un certo rapporto di trasformazione R/Z_0 e volendo al massimo tollerare un coefficiente di riflessione r possiamo ricavare, mediante la (14), le frequenze limiti a monte ed a valle di f_0 e di conseguenza la gamma entro la quale tale condizione risulta verificata. Più frequentemente si deve adattare, consentendo al massimo un coefficiente di riflessione di modulo r, una gamma di frequenze comprese fra f_{min} ed f_{max}, cui corrispondono rispettivamente le lunghezze d'onda nel cavo λ_{max} e λ_{min}, e risulta perciò incognita f_0. Porremo naturalmente la condizione che il coefficiente di riflessione di modulo r sia raggiunto soltanto alle due frequenze estreme della gamma f_{min} ed f_{max}. Di conseguenza il secondo membro della (13) dovrà assumere lo stesso valore alle due frequenze suddette. L'unico elemento del secondo membro della (13) variabile con la frequenza è t^2 che deve perciò assumere valore uguale a le due frequenze estreme, presentando però valore infinito ad una frequenza f_0 compresa fra le due. Tenendo presenti le (4) e (2) si deve avere:

$$\mathrm{tg}^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_{max}} \cdot \frac{\lambda_0}{4}\right) = \mathrm{tg}^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_{min}} \frac{\lambda_0}{4}\right)$$

cioè:

$$-\,\mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0}\right) = \mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f_{min}}{f_0}\right).$$

Avendo scelto il segno — al primo membro giacchè

$\frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0}$ è maggiore di $\frac{\pi}{2}$. Poichè

$$-\,\mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0}\right) = \mathrm{tg}\left(\pi - \frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0}\right)$$ si ha ancora:

$$\mathrm{tg}\left(\pi - \frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0}\right) = \mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f_{min}}{f_0}\right)$$

da cui:

$$\pi - \frac{\pi}{2}\frac{f_{max}}{f_0} = \frac{\pi}{2}\frac{f_{min}}{f_0}$$

ed infine:

$$f_0 = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} . \qquad (15)$$

Ne consegue che f_0 deve essere la media aritmetica fra le frequenze estreme della gamma. Determinato f_0 con la (15) si ha la corrispondente lunghezza d'onda nel cavo λ_0 e quindi, dalla (11), la lunghezza geometrica del trasformatore. Nella fig. 2 sono riportate in grafico le soluzioni dell'equazione (14), per vari valori del rapporto di trasformazione. Si ricava immediatamente perciò il modulo del coefficiente di riflessione in funzione di f/f_0, essendo f una frequenza gene-

rica e la progettazione diviene semplicissima. Alla destra è anche riportato, sulle ordinate, il corrispondente rapporto di onda stazionaria ρ che, com'è noto, si trae dal coefficente di riflessione mediante la relazione:

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + r}{1 - r}. \qquad (16)$$

Riteniamo utile ricavare anche una formula approssimata che ci consenta di ricavare il rapporto di onda stazionaria in maniera più semplice e compatta, allo scopo sopratutto di avere la possibilità di confronti diretti con i casi che saranno descritti in seguito. Dalla (13) si trae:

$$r = |\Gamma| = \frac{|R - Z_0|}{\sqrt{(R + Z_0)^2 + 4RZ_0 t^2}}$$

ma poichè:

$$t^2 = \mathrm{tg}^2\,\beta l = \frac{\mathrm{sen}^2\,\beta l}{1 - \mathrm{sen}^2\,\beta l}$$

sostituendo e semplificando si ha:

$$r = |\Gamma| = \frac{|R - Z_0| \,.\, |\cos \beta l|}{\sqrt{(R + Z_0)^2 (1 - \mathrm{sen}^2\,\beta l) + 4RZ_0\,\mathrm{sen}^2\,\beta l}} =$$

$$= \frac{|R - Z_0| \left|\mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \beta l\right)\right|}{\sqrt{(R + Z_0)^2 - (R - Z_0)^2\,\mathrm{sen}^2\,\beta l}} \qquad (17)$$

Poichè $\beta l = \pi/2\ \lambda_0/\lambda$ se λ non differisce molto da λ_0 si può porre approssimativamente $\mathrm{sen}^2\,\beta l \approx 1$ e la (17) diviene:

$$r \approx |\Gamma| = \frac{|R - Z_0| \left|\mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)\right|}{2\sqrt{RZ_0}} =$$

$$= \frac{|R - Z_0|}{2\sqrt{RZ_0}} \left|\mathrm{sen}\,\frac{\pi}{2}\,\frac{\lambda - \lambda_0}{\lambda}\right|.$$

Con la ipotesi fatta (λ molto vicino a λ_0) il seno diviene molto piccolo e si può confondere con l'arco giungendo così alla formula desiderata:

$$r = |\Gamma| \approx \frac{|R - Z_0|}{2\sqrt{RZ_0}} \cdot \frac{\pi}{2}\,\frac{|\lambda - \lambda_0|}{\lambda} =$$

$$= \frac{\pi}{4} \cdot \frac{|R - Z_0|}{\sqrt{RZ_0}} \cdot \left|1 - \frac{f}{f_0}\right|. \qquad (18)$$

Se il modulo del coefficente di riflessione è piccolo si può porre $r^2 \ll 1$ e la (16) si può scrivere:

$$\rho = \frac{1 + r}{1 - r} = \frac{1 + 2r + r^2}{1 - r^2} \approxeq 1 + 2r \qquad (19)$$

e, sostituendovi il valore di r dato dalla (18):

$$\rho \approx 1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{|R - Z_0|}{\sqrt{RZ_0}} \cdot \left|1 - \frac{f}{f_0}\right|. \qquad (20)$$

Per valori di ρ minori di 1,2 e valori di $|1 - f/f_0|$ non superiori a 0,2 la (18) e la (20) consentono un'approssimazione del 10 % circa.

1.2. - Esempio di calcolo.

Si debba adattare una antenna ricevente televisiva, la cui impedenza sia di 73 Ω e si mantenga costante in tutta la gamma, ad una piattina bifilare di discesa avente impedenza caratteristica di 300 Ω. Il canale di ricezione sia il IV, avente una banda complessiva (audio + video) da 200 MHz a 208 MHz. Useremo per l'adattamento una linea bifilare in aria. L'impedenza caratteristica di detta linea deve essere:

$$Z_1 = \sqrt{73\,.\,300} = 147\,\Omega\,.$$

La frequenza f_0, media aritmetica delle due estreme, è 204 MHz, cui corrisponde una lunghezza d'onda in aria

$$\lambda_0 = 1{,}47\ \mathrm{m}\,.$$

La lunghezza della linea dev'essere perciò di:

$$l = \frac{\lambda_0}{4} = 368\ \mathrm{mm}\,.$$

Il rapporto di trasformazione è di 73|300 = 0,244.

Il limite inferiore della banda (200 MHz) corrisponde ad una lunghezza d'onda in aria di 1500 mm. ed in corrispondenza si ha, per la (4) e la (2):

$$t = 32{,}72\ ; \qquad t^2 = 1070\,.$$

Il limite superiore della banda (208 MHz) corrisponde ad ad una lunghezza d'onda in aria di 1441 mm ed in corrispondenza si ha:

$$t = 32{,}72\ ; \qquad t^2 = 1070$$

com'era prevedibile. Applicando la (13) si ha:

$$r = 0{,}0235$$

Da cui per la (16):

$$\rho = 1{,}05\,.$$

Nei riguardi della banda passante la nostra linea di adattamento provoca una riflessione assai lieve (il rapporto di onda stazionaria non supera 1,05 nei punti estremi della gamma) ed è perciò completamente soddisfacente.

Allo stesso risultato si poteva giungere rapidamente con il diagramma di fig. 2. Poichè agli estremi della gamma si ha:

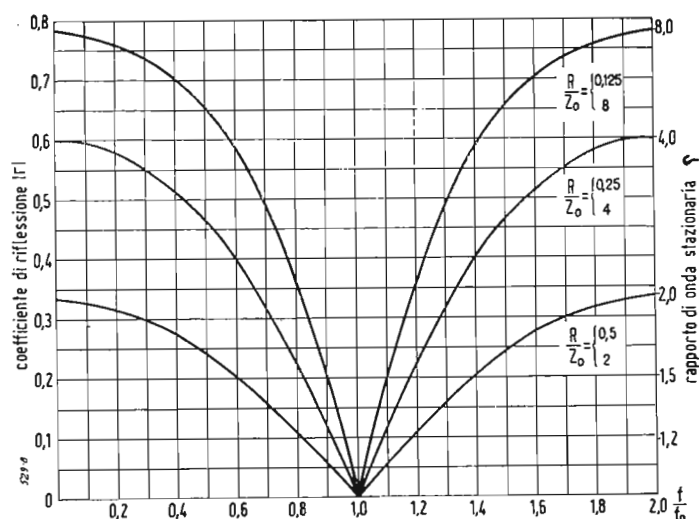



Fig. 2. - Grafico che porta le soluzioni dell'equazione (14) per vari valori del rapporto di trasformazione R/Z_0. Si ricava il modulo del coefficiente di riflessione in funzione di f/f_0

$$\left| 1 - \frac{200}{204} \right| = 0{,}02 \qquad \text{e} \qquad \left| 1 - \frac{208}{204} \right| = 0{,}02\,.$$

Applicando la formula approssimata (20) si ha:

$$\rho = 1{,}049$$

Praticamente esatta in quanto nel nostro caso le ipotesi fatte sono assai bene verificate.

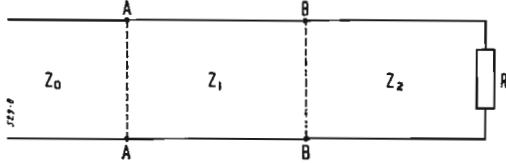



Fig. 3. - Adattamento con trasformatore in triplo quarto d'onda.

Circa la realizzazione effettiva della linea ricordiamo che l'impedenza caratteristica di una linea bifilare in aria è data da:

$$Z = 120 \text{ arc Ch} \frac{s}{d} \qquad (21)\ (^1)$$

ove d è il diametro di ciascun conduttore ed s la distanza fra i centri dei due conduttori. Nel nostro caso si deve avere:

$$147 = 120 \text{ arc Ch} \frac{s}{d}$$

da cui $s/d = 1{,}85$. Ponendo $d = 1$ cm si ha $s = 1{,}85$ cm. Per realizzare l'adattamento è quindi sufficiente prendere due tondini di materiale buon conduttore del diametro di 1 cm, lunghi 36,8 cm, e porli alla distanza di 1,85 cm fra i centri.

2. - TRASFORMATORI IN DOPPIO QUARTO D'ONDA.

2.1. - Teoria.

Qualora necessiti una banda di frequenze molto larga, ovvero il rapporto di trasformazione sia elevato, in particolar modo a frequenze relativamente basse alle quali la larghezza di banda è una percentuale notevole della frequenza centrale, il trasformatore in quarto d'onda provoca agli estremi della banda riflessioni intollerabili ed è perciò indispensabile orientarsi verso altre soluzioni. Pertanto è spontaneo pensare di interporre fra il cavo coassiale ed il carico non uno, ma due spezzoni di cavo in quarto d'onda, ciascuno di opportuna impedenza caratteristica, cosicchè l'adattamento viene realizzato in due salti d'impedenza successivi meno bruschi ed il coefficente di riflessione del complesso aumenta meno rapidamente, allontanandosi dalla frequenza centrale, e si mantiene tollerabile per una gamma di frequenze più ampia che non nel caso precedente di un unico salto d'impedenza. Supponiamo che i due spezzoni abbiano rispettivamente impedenze caratteristiche Z_1 e Z_2 nell'ordine indicato in fig. 3. L'impedenza all'inizio dello spezzone d'impedenza caratteristica Z_2 cioè l'impedenza vista dai punti B-B della fig. 3 guardando verso R è, per la (1):

$$Z_{in2} = Z_2 \frac{R + j Z_2 t}{Z_2 + j R t}\,. \qquad (22)$$

Tenendo conto della (22) ed applicando ancora la (1) l'impedenza all'ingresso dello spezzone d'impedenza caratteristica Z_1, cioè nel punto di collegamento con il cavo d'impedenza caratteristica Z_0 (punto A-A nella fig. 3) guardando verso il carico, risulta, dopo facili passaggi:

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{Z_{in2} + j Z_1 t}{Z_1 + j Z_{in2} t} =$$

$$= \frac{(R Z_1 Z_2 - R Z_1^2 t^2) + j Z_1 Z_2 (Z_1 + Z_2)\, t}{(Z_1 Z_2 - Z_2^2 t^2) + j R (Z_1 + Z_2)\, t} \qquad (23)$$

Connettendo ora questo punto con il cavo d'impedenza caratteristica Z_0 si provocherà un coefficente di riflessione:

$$\Gamma = \frac{Z_{in1} - Z_0}{Z_{in1} + Z_0}\,. \qquad (24)$$

Affinchè tale coefficente si annulli è necessario che $Z_{in1} = Z_0$ si deduce tenendo conto della (23) ed uguagliando le parti reali ed immaginarie:

$$R Z_1 Z_2 - R Z_1^2 t^2 = Z_0 Z_1 Z_2 - Z_0 Z_2^2 t^2 \qquad (25)$$

$$Z_1 Z_2 (Z_1 + Z_2)\, t = Z_0 R (Z_1 + Z_2)\, t. \qquad (26)$$

Dalla (25) dividendo ambo i membri per t^2 si ricava, alla frequenza f_0 alla quale $t = \infty$, con ragionamenti del tutto analoghi al caso precedente:

$$R Z_1^2 = Z_0 Z_2^2. \qquad (27)$$

Mentre dalla (26) si ha:

$$Z_1 Z_2 = Z_0 R. \qquad (28)$$

Risolvendo il sistema delle due equazioni (27) e (28) si ricava:

$$Z_1 = \sqrt[4]{R Z_0^3} \quad (29)\,; \qquad Z_2 = \sqrt[4]{R^3 Z_0} \quad (30)$$

Abbiamo così determinato l'impedenza caratteristica dei due spezzoni di cavo, nonchè la lunghezza geometrica che, per la posizione $t = \infty$, risulta per entrambi, analogamente al caso precedente, pari alla quarta parte della lunghezza d'onda alla quale si ha perfetto adattamento ($\Gamma = 0$). Sostituendo le (29) e (30) nella (23) si ottiene:

$$Z_{in1} = \frac{(R^2 Z_0 - R^{3/2} Z_0^{3/2} t^2) + jRZ_0 (R^{1/4} Z_0^{3/4} + R^{3/4} Z_0^{1/4})\, t}{(R Z_0 - R^{3/2} Z_0^{1/2}) + jR (R^{1/4} Z_0^{4/3} + R^{3/4} Z_0^{1/4})\, t} \qquad (31)$$

Sostituendo la (31) nella (24) si ricava:

$$\Gamma = \frac{R - Z_0}{R + Z_0 - 2\sqrt{R Z_0}\, t^2 + 2j (R^{1/4} Z_0^{3/4} + R^{3/4} Z_0^{1/4})\, t}\,. \qquad (32)$$

Il quadrato del modulo del coefficente di riflessione è dunque:

$$r^2 = |\Gamma|^2 = \frac{(R - Z_0)^2}{(R + Z_0)^2 + 8 R Z_0 t^2 + 4 R Z_0 t^4}\,. \qquad (33)$$

Dividendo per Z_0 numeratore e denominatore del secondo membro della (33) e riducendo l'equazione stessa a forma nor-

---

(1) Ricordando che:

$$\text{arc Ch} \frac{s}{d} = \ln \left[\frac{s}{d} + \sqrt{\left(\frac{s}{d}\right)^2 - 1} \right]$$

allorchè $s \gg d$ si ha:

$$\sqrt{\left(\frac{s}{d}\right)^2 - 1} \approx \frac{s}{d}$$

e perciò:

$$\text{arc Ch} \frac{s}{d} = \ln \frac{2s}{d}$$

e la (21) diviene:

$$Z \approx 120 \ln \frac{2s}{d} = 276 \lg \frac{2s}{d}$$

formula approssimata usualmente usata in luogo della (21), ma non applicabile allorchè s e d differiscono di poco.

male si ha:

$$\left(\frac{R}{Z_0}+1\right)^2 r^2 + 8\frac{R}{Z_0} t^2r^2 + 4\frac{R}{Z_0} t^4r^2 = \left(\frac{R}{Z_0}-1\right)^2. \quad (34)$$

Risolvendo rispetto a t^2 e scegliendo la radice positiva in quanto t è una tangente trigonometrica e perciò deve essere reale, si ha:

$$t^2 = \frac{-2\frac{R}{Z_0}r + \sqrt{4\left(\frac{R}{Z_0}\right)^2 r^2 - \frac{R}{Z_0}\left[\left(\frac{R}{Z_0}+1\right)^2 r^2 - \left(\frac{R}{Z_0}-1\right)^2\right]}}{2\frac{R}{Z_0}r} \quad (35)$$

Dalla (33) si può ricavare il modulo del coefficente di riflessione che si ha ad una generica frequenza f, dopo aver sostituito a t il valore che gli compete in corrispondenza di f. Mediante la (35) è invece possibile ricavare le frequenze alle quali si ha un modulo del coefficente di riflessione pari ad un certo r prefissato e di conseguenza la gamma di frequenze nella quale si ha un modulo del coefficente di riflessione non superiore ad r. In diagramma sono state riportate in fig. 4 le soluzioni per punti della (35), analogamente a quanto si è fatto nella fig. 2 per il caso di un semplice quarto d'onda, per vari rapporti di trasformazione, in funzione di f/f_0 essendo f una frequenza generica. Anche in questo caso la progettazione è perciò immediata. Alla destra, sulle ordinate, è riportato anche qui il corrispondente rapporto di onda stazionaria. Poichè nella (33) t figura soltanto a potenze pari, con ragionamento analogo a quello già fatto circa il trasformatore a quarto d'onda unico, si ricava che la frequenza alla quale si deve annullare il coefficente di riflessione dev'essere la media aritmetica delle due estreme della gamma. Detta f_0 questa frequenza e λ_{01} e λ_{02} le corrispondenti lunghezze d'onda nei due spezzoni di cavo d'impedenza caratteristica Z_1 e Z_2 rispettivamente (se i due cavi hanno lo stesso dielettrico e differiscono solo per le dimensioni geometriche si ha $\lambda_{01} = \lambda_{02}$), la quarta parte di λ_{01} e λ_{02} dev'essere la lunghezza geometrica dei due spezzoni rispettivamente. Ricaviamo anche in questo caso una formula approssimata, ma più compatta e manegevole. Dalla (33) si ha:

$$r = \frac{|R - Z_0|}{\sqrt{(R+Z_0)^2 + 8RZ_0t^2 + 4RZ_0t^4}}$$

ma poichè

$$t^2 = \text{tg}\,\beta l = \frac{\text{sen}^2\beta l}{1-\text{sen}^2\beta l}$$

sostituendo e semplificando si ha:

$$r = |\Gamma| =$$

$$= \frac{|R-Z_0|\,.\cos^2\beta l}{\sqrt{(R-Z_0)^2\,\text{sen}^4\beta l - 2\,(R-Z_0)^2\,\text{sen}^2\beta l + (R+Z_0)^2}}. \quad (36)$$

Poichè $\beta l = \pi/2\ \lambda_0/\lambda$ se λ non differisce molto da λ_0 si può porre approssimativamente $\text{sen}^4\beta l \approx \text{sen}^2\beta l \approx 1$ e la (36) diviene:

$$r = |\Gamma| = \frac{|R-Z_0|\,.\cos^2\frac{\pi}{2}\frac{\lambda_0}{\lambda}}{2\sqrt{RZ_0}} =$$

$$= \frac{|R-Z_0|}{2\sqrt{RZ_0}}\,\text{sen}^2\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}\frac{\lambda_0}{\lambda}\right). \quad (37)$$

Con le ipotesi fatte (λ molto vicino a λ_0) $\text{sen}\,\pi/2\,(1-\lambda_0/\lambda)$ è molto piccolo e si può confondere con l'arco, per cui dalla (37) si perviene alla formula desiderata:

$$r = |\Gamma| = \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{|R-Z_0|}{2\sqrt{RZ_0}}\left(1-\frac{f}{f_0}\right)^2. \quad (38)$$

Applicando ancora la (19) si ha infine:

$$\rho = 1 + \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 . \frac{|R-Z_0|}{\sqrt{RZ_0}}\left(1-\frac{f}{f_0}\right)^2. \quad (39)$$

Le 38) e (39) danno all'incirca la stessa precisione delle (18) e (20) del caso precedente, entro gli stessi limiti di applicabilità.

Fig. 4. - Grafico che porta le soluzioni dell'equazione (35) per vari valori del rapporto di trasformazione R/Z_0. Si rieava il modulo del coefficiente di riflessione in funzione di f/f_0.

2.2. - Esempio di calcolo.

Un ponte radio utilizzi, mediante opportune disposizioni di filtri, un'unica antenna in trasmissione ed in ricezione. Il trasmettitore lavori alla frequenza di 50 MHz ed il ricevitore alla frequenza di 35 MHz. Il segnale copra una gamma di 2 MHz. L'antenna sia costituita da due cortine di dipoli perfettamente uguali fra loro. Ciascuna delle due cortine presenti in tutta la gamma di frequenze interessate un'impedenza di 60 Ω e sia collegata ad un cavo coassiale in aria da 60 Ω d'impedenza caratteristica. Il cavo d'alimentazione, cioè

il cavo di collegamento antenna-apparecchiatura rice-trasmittente, sia anch'esso un cavo coassiale da 60 Ω d'impedenza caratteristica ed il cavo stesso risulti adattato dal lato dall'apparecchiatura rice-trasmittente. Poichè i due cavi d'antenna risultano in parallelo il cavo di alimentazione risulta in definitiva caricato con 30 Ω ed è necessaria l'interposizione

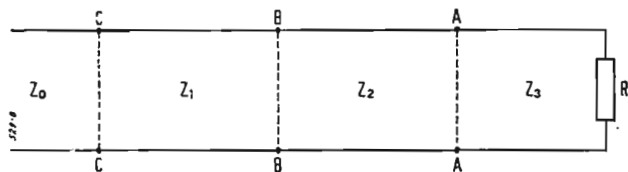



Fig. 5. - Adattamento con trasformatore in triplo quarto d'onda.

di un adattatore che trasformi le impedenze nel rapporto 30/60 = 0,5. Essendo, per quanto detto, da 49 MHz a 51 MHz la gamma del trasmettitore e da 34 MHz a 36 MHz la gamma del ricevitore, la gamma di frequenze che interessano l'adattatore è 34-51 MHz. La frequenza centrale della gamma è: $f_0 = 42{,}5$ MHz. Avremo perciò:

$$\frac{f_{min}}{f_0} = \frac{34}{42{,}5} = 0{,}8 \; ; \qquad \frac{f_{max}}{f_0} = \frac{51}{42{,}5} = 1{,}2 \, .$$

Supponendo che le particolari esigenze della nostra apparecchiatura consentano di poter tollerare un rapporto di onda stazionaria massimo di 1,1, cui corrisponde un modulo del coefficente di riflessione di 0,0476, notiamo subito, senza sviluppare i calcoli analitici, dal grafico della fig. 2, che, utilizzando un trasformatore ad un solo quarto d'onda con rapporto di trasformazione 0,5 la gamma di frequenze che soddisfa detta condizione sarebbe quella compresa fra $f/f_0 = 0{,}93$ e $f/f_0 = 1{,}07$, cioè fra 39,5 e 45,5 MHz e quindi insufficiente. Adotteremo perciò un trasformatore in doppio quarto d'onda e procederemo al calcolo analitico, sebbene il grafico di fig. 4 potrebbe essere altrettanto agevolmente utilizzato. Essendo nel nostro caso $R = 30\ \Omega$ e $Z_0 = 60\ \Omega$ si deve avere:

$$Z_1 = \sqrt[4]{60^3 \cdot 30} = 50{,}45\ \Omega$$

$$Z_2 = \sqrt[4]{30^3 \cdot 60} = 35{,}65\ \Omega$$

Supponiamo di realizzare i due spezzoni di cavo coassiale entrambi con dielettrico aria; la lunghezza d'onda λ_0 corrispondente alla frequenza centrale $f_0 = 42{,}5$ MHz è di 7,05 m, e perciò la lunghezza geometrica di ciascuno spezzone, pari ad un quarto di detta lunghezza d'onda, dev'essere di 1760 mm. Al limite inferiore della banda si ha, sempre per la (4):

$$t = 3{,}078 \; ; \qquad t^2 = 9{,}45 \; ; \qquad t^4 = 89{,}3 \, .$$

Al limite superiore si ha:

$$t = -3{,}078 \; ; \qquad t^2 = 9{,}45 \; ; \qquad t^4 = 89{,}3$$

come era prevedibile. Applicando ora la (33) si ha:

$$r^2 = 0{,}001137 \; ; \qquad r = 0{,}0337 \, .$$

Da cui consegue, per la (16)

$$\rho = 1{,}07 \, .$$

Con un doppio quarto d'onda il rapporto d'onda stazionaria non supera 1,07 in tutta la gamma ed è perciò soddisfacente. Allo stesso risultato si perviene utilizzando il grafico di fig. 4. Con le formule approssimate (38) e (39) essendo agli estremi della gamma:

$$\left(1 - \frac{f_{min}}{f_0}\right)^2 = 0{,}04 \; ; \qquad \left(1 - \frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 = 0{,}04$$

si avrebbe rispettivamente:

$$r = |\,\Gamma\,| = 0{,}0347 \; ; \qquad \rho = 1{,}0694$$

con un errore assai lieve.

Procediamo ora al dimensionamento geometrico dei due spezzoni di cavo.

Le dimensioni del cavo d'alimentazione e dei due cavi d'antenna, tutti d'impedenza caratteristica di 60, Ω siano: diametro interno del conduttore esterno 40 mm; diametro esterno del conduttore interno 14,7 mm. Realizzeremo, per ragioni pratiche evidenti, i due spezzoni in quarto d'onda mantenendo inalterato il conduttore esterno. Ricordando che l'impedenza caratteristica di un cavo coassiale in aria è:

$$Z = 138 \lg \frac{b}{a} \qquad (40)$$

ove b è il diametro interno del conduttore esterno ed a il diametro esterno del conduttore interno. Poichè nei due casi $b = 40$ mm si avrà:

$$Z_1 = 50{,}45 = 138 \lg \frac{40}{a_1} \qquad \text{da cui } a_1 = 17{,}25 \text{ mm.}$$

$$Z_2 = 35{,}65 = 138 \lg \frac{40}{a_2} \qquad \text{da cui } a_2 = 22{,}08 \text{ mm.}$$

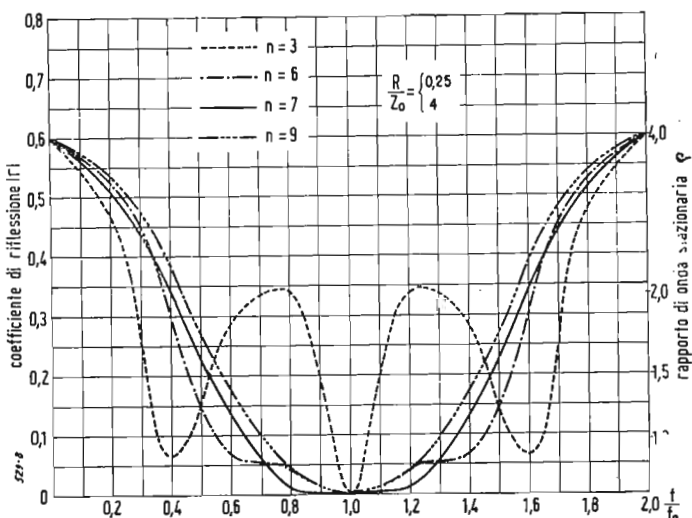



Fig. 6. - Grafico che porta le soluzioni delle equazioni (45) (47) (48) per un solo rapporto di trasformazione R/Z_0, ma per diversi valori di n.

Si dovrebbe infine tener conto delle rondelle distanziatrici indispensabili data la lunghezza dei quarti d'onda, modificando le dimensioni geometriche in corrispondenza di dette rondelle e ritoccando la lunghezza geometrica degli spezzoni in quarto d'onda tenendo conto del numero, dello spessore e della costante dielettrica delle rondelle, secondo procedimenti e leggi ben note.

3. - TRASFORMATORI IN TRIPLO QUARTO D'ONDA.

3.1. - Teoria.

Nei casi specificati all'inizio del paragrafo 2.1, quando anche un trasformatore in doppio quarto d'onda provoca agli estremi della banda riflessioni intollerabili, si provvede ad allargare ancora la gamma di frequenze che provocano un coefficente di riflessione il cui modulo non supera un valore prefissato interponendo, com'è spontaneo pensare, tre spezzoni di cavo in quarto d'onda, cosicchè l'adattamento, realizzato in tre salti successivi, risulta più dolce e graduale. Con riferimento alla fig. 5 l'impedenza fra i punti A-A, all'inizio dello spezzone d'impedenza caratteristica Z_3 guardando verso R, è, per la (1):

$$Z_{in3} = Z_3 \frac{R + j Z_3 t}{Z_3 + j R t} \, . \qquad (41)$$

L'impedenza fra i punti B-B, all'inizio dello spezzone d'impedenza caratteristica Z_2, sempre guardando verso R è, ancora applicando la (1):

$$Z_{in2} = Z_2 \frac{Z_{in3} + j Z_2 t}{Z_2 + j Z_{in3} t} =$$

$$= \frac{(R Z_2 Z_3 - R Z_2^2 t^2) + j Z_2 Z_3 (Z_2 + Z_3) t}{(Z_2 Z_3 - Z_3^2 t^2) + j R (Z_2 + Z_3) t} . \quad (42)$$

L'impedenza fra i punti C-C, all'inizio dello spezzone d'impedenza caratteristica Z_1, sempre guardando verso R è, ancora applicando la (1):

$$Z_{in1} = \frac{(R Z_1 Z_2 Z_3 - R Z_1 Z_2^2 t^2 - R Z_1^2 Z_2 t^2 - R Z_1^2 Z_3 t^2) + j (Z_1 Z_2^2 Z_3 t + Z_1 Z_2 Z_3^2 t + Z_1^2 Z_2 Z_3 t - Z_1^2 Z_3^2 t^3)}{(Z_1 Z_2 Z_3 - Z_1 Z_3^2 t^2 - Z_2^2 Z_3 t^2 - Z_2 Z_3^2 t^2) + j (R Z_1 Z_2 t + R Z_1 Z_3 t + R Z_2 Z_3 t - R Z_2^2 t^3)} . \quad (43)$$

Analogalmente ai casi precedenti, per avere un coefficiente di riflessione nullo, si deve avere $Z_0 = Z_{in1}$.

Dividendo numeratore e denominatore del secondo membro della (43) per t^3 ed annullando tutti i termini che presentano t a denominatore, giacchè $t = \infty$, si ha:

$$Z_0 = Z_{in1} = \frac{Z_1^2 Z_3^2}{R Z_2^2} \quad \text{cioè} \quad R Z_0 Z_2^2 = Z_1^2 Z_3^2 . \quad (44)$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in1} - Z_0}{Z_{in1} + Z_0} = \frac{Z_{in1} - 1}{Z_{in1} + 1} = \frac{x^{2n} - 1 - (2x^{n+2} + x^4 - 2x^{n-2} - x^{2n-4}) t^2}{x^{2n} + 1 - (2x^{n+2} + x^4 + 2x^{n-2} + x^{2n-4}) t^2 + 2j (x^n + x^{2n-2} + x^2 - x^n t^2) t} \quad (51)$$

Ovvie ragioni di simmetria permettono di fissare: $Z_2 = \sqrt{R Z_0}$ (45) e perciò la (44) diviene:

$$R Z_0 = Z_1 Z_3 . \quad (46)$$

Questa equazione presenta soluzioni del tipo:

$$Z_1 = \sqrt[n]{R Z_0^{\,n-1}} \quad (47) ; \qquad Z_3 = \sqrt[n]{R^{\,n-1} Z_0} \quad (48)$$

scelte, fra quelle possibili da un punto di vista analitico, per analogia con i casi precedentemente trattati. Ponendo $Z_0 = 1$ allo scopo di semplificare, le formule le (45), (47) e (48) si possono scrivere:

$$Z_2 = R^{n/2n} = x^n \; ; \; Z_1 = R^{2/2n} = x^2 \; ; \; Z_3 = R^{2(n-1)/2n} = x^{2n-2} .$$

Avendo ancora posto: $x = R^{1/2n}$ (49). Sostituendo nella (43), dopo aver ridotto ai minimi termini, si ottiene:

$$Z_{in1} = \frac{x^{2n} - (2x^{n+2} + x^4) t^2 + j (x^n + x^{2n-2} + x^2 - x^n t^2)}{1 - (2x^{n-2} + x^{2n-4}) t^2 + j (x^n + x^{2n-2} + x^2 - x^n t^2) t} \quad (50)$$

Da cui, poichè $Z_0 = 1$,

Dalla (51) si può calcolare il coefficente di riflessione per ogni valore di n avendo fissato il rapporto di trasformazione R/Z_0 e di conseguenza risalire al valore di n più favorevole. Nella fig. 6 sono riportati, in funzione di f/f_0, i moduli dei coefficenti di riflessione di vari trasformatori in triplo quarto d'on-

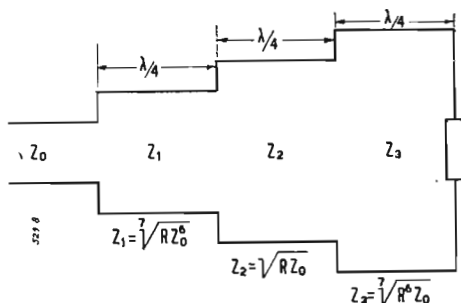
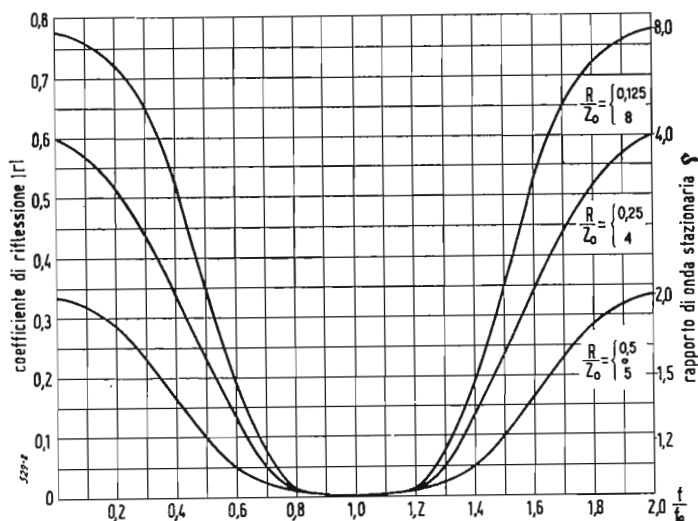



Fig. 7. - Grafico che porta le soluzioni delle equazioni (45) (47) (48) per vari valori del rapporto di trasformazione R/Z_0, ma per $n = 7$.

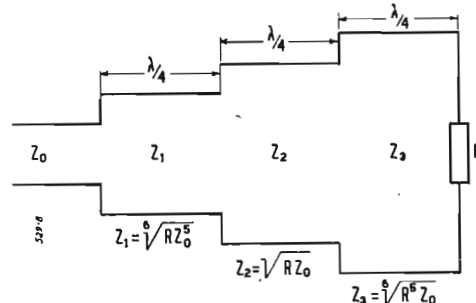
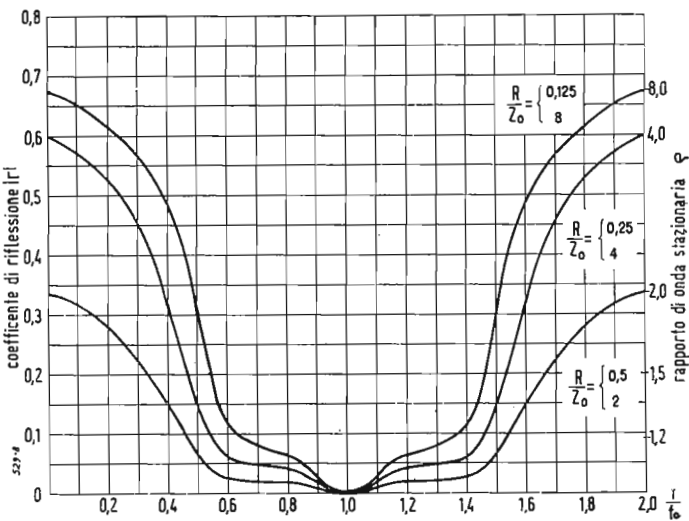



Fig. 8. - Grafico che porta le soluzioni delle equazioni (45) (47) (48) per vari valori del rapporto di trasformazione R/Z_0, ma per $n = 6$.

da, tutti con rapporto di trasformazione 4 (oppure 0,25) Le impedenze caratteristiche dei vari spezzoni in quarto d'onda di ciascuno di questi trasformatori sono definite dalle (45), (47) e (48), ma attribuendo in esse ad n un diverso valore. Un semplice esame della fig. 6 permette di concludere che, per avere il più basso modulo del coefficente di riflessione in una certa gamma di frequenze, è utile, a seconda dei casi, porre nelle (47) e (48) $n = 6$ ovvero $n = 7$ e calcolare il relativo trasformatore in base alle relazioni che se ne deducono. Nella fig. 7 è riportato il valore del modulo del coefficente di riflessione di un trasformatore in triplo quarto d'onda, le cui impedenze siano calcolate secondo le (45), (47) e (48) avendo posto in esse $n = 7$, per vari valori del rapporto di trasformazione ed in funzione di f/f_0. Alla destra, sulle ordinate, sono anche indicati i corrispondenti rapporti di onda stazionaria. La fig. 8 riporta le stesse grandezze della fig. 7 per un trasformatore in triplo quarto d'onda le cui impedenze siano calcolate avendo posto nelle (47) e (48) $n = 6$. L'esame delle due figure permette di scegliere, a seconda dei casi, il trasformatore più opportuno e di progettarlo completamente.

3.2. - Esempio di calcolo.

Si abbia un generatore nella gamma 1800 - 4200 MHz la cui uscita sia in bocchettone coassiale d'impedenza caratteristica $Z_0 = 37{,}2\ \Omega$ e risulti adattato guardando verso il generatore. Le dimensioni geometriche del bocchettone d'uscita siano:

diametro interno del conduttore esterno: $b_0 = 23{,}6$ mm.
diametro esterno del conduttore interno: $a_0 = 12{,}7$ mm.

Il dielettrico che separa i due conduttori sia aria. Si debba collegare tale bocchettone con il bocchettone d'ingresso di un misuratore d'onda stazionaria (o di altre apparecchiature), anch'esso coassiale in aria, ma d'impedenza caratteristica $R = 149\ \Omega$. Le dimensioni geometriche di questo secondo bocchettone siano:

diametro interno del conduttore esterno: $b_R = 12{,}7$ mm.
diametro esterno del conduttore interno: $a_R = 1{,}06$ mm.

Si deve dunque adattare, mediante un opportuno trasformatore, un cavo da $37{,}2\ \Omega$ d'impedenza caratteristica ad un cavo di $149\ \Omega$ d'impedenza caratteristica per tutta la gamma 1800 - 4200 MHz. Il rapporto di trasformazione vale $R/Z_0 = 149/37{,}2 = 4$. La frequenza centrale è di 3000 MHz. Il rapporto f/f_0 vale rispettivamente $4200/3000 = 1{,}4$ e $1800/3000 = 0{,}6$. Dalla fig. 2 si vede che, con l'adozione di un trasformatore ad un solo quarto d'onda, ai limiti di banda si ha, nelle nostre condizioni, un modulo del coefficente di riflessione di 0,405, evidentemente inaccettabile perchè troppo elevato. Analogamente dalla fig. 4 si vede che, con l'adozione di un trasformatore in doppio quarto d'onda, ai limiti di banda si ha, nelle stesse condizioni, un modulo del coefficente di riflessione di 0,25, anch'esso troppo elevato.

Dalla fig. 7 si vede altresì che, con l'adozione di un trasformatore in triplo quarto d'onda, si ha, sempre nelle condizioni dette, ai limiti di banda, un modulo del coefficente di riflessione di 0,133 se si sceglie $n = 7$. Dalla fig. 8 si vede infine che per $n = 6$ nel nostro caso si ha un andamento più favorevole e precisamente un modulo del coefficente di riflessione di 0,06 massimo nella gamma. Osserviamo però che tale conclusione è valida nel nostro caso particolare, mentre in altre condizioni porre nelle (47) e (48) $n = 7$ può essere più favore ole che non $n = 6$. Le impedenze dovranno essere, nel nostro caso:

$$Z_1 = \sqrt[6]{RZ_0^5} = 46{,}9\ \Omega$$
$$Z_2 = \sqrt{RZ_0} = 74{,}4\ \Omega$$
$$Z_3 = \sqrt[6]{R^5Z_0} = 116{,}7\ \Omega.$$

Noi ci soffermiamo a dimensionare geometricamente i tre spezzoni di cavo che dovranno avere la lunghezza di 2,5 cm. ciascuno. Il massimo rapporto di onda stazionaria nell'intera gamma vale:

$$\rho = 1{,}13.$$

4. - CONCLUSIONE.

Da quanto esposto e sopratutto con l'ausilio delle fig. 2, 4, 7 ed 8 è possibile decidere il tipo di trasformatore da usare nei vari casi, procedere al suo calcolo e prevedere il massimo rapporto di onda stazionaria che si otterrà nella gamma di frequenze che interessa. In modo perfettamente analogo a quello esposto nei casi trattati precedentemente è possibile analizzare un trasformatore d'impedenza costituito da un numero qualunque di spezzoni di linea in quarto d'onda. Tuttavia allorchè il numero di spezzoni in quarto d'onda supera poche unità risulta più conveniente realizzare il trasformatore con variazione continua d'impedenza mediante una linea opportuna, ad esempio una linea iperbolica, pressochè insensibile alla frequenza, come esporremo nella seconda parte di questo studio.

Osserviamo infine che è spontaneo pensare di ottenere un ampliamento della gamma di frequenze che provocano un rapporto di onda stazionaria inferiore ad un valore prefissato facendo sì che i vari spezzoni presentino un coefficente di riflessione nullo non tutti al centro banda, ma a frequenze opportune ed, eventualmente, variandone le lunghezze, cosicchè ciascuno spezzone risulti la quarta parte di una opportuna lunghezza d'onda solo in qualche caso particolare coincidente con quella di centro banda, in modo perfettamente analogo a quanto si fa negli amplificatori a larga banda a circuiti accordati a frequenze diverse, generalmente usati, ad esempio negli, amplificatori di media frequenza dei ricevitori TV.

Non analizzeremo queste possibilità, ma ci limiteremo ad osservare che, per quanto ci consta, finora sono stati ovunque seguiti i criteri di progettazione da noi esposti.

Tuttavia recenti studi americani hanno dimostrato che la larghezza di banda nella quale il rapporto d'onda stazionaria non supera un valore prefissato per un trasformatore in quarto d'onda ad n sezioni è massima allorchè questo presenta un comportamento del fattore di perdita di potenza nella banda passante funzione del polinomio di Tchebycheff di grado n e che la soluzione è unica.

Il caso in cui le lunghezze dei va.i spezzoni in quarto d'onda siano diverse comporta maggiori difficoltà analitiche non essendo possibile esprimere il fattore di pe:dita di potenza in serie di Fourier convergente.

Si è potuto dimostrare però che nel caso di un trasformatore in doppio quarto d'onda è possibile ottenere un perfetto adattamento ($\Gamma = 0$) a due frequenze, solo se la lunghezza dei due spezzoni è la stessa. Quantunque non sia stato ancora dimostrato è probabile che tale conclusione valga anche per trasformatori a più di due sezioni e pertanto non sembra possibile ottenere un miglior comportamento del trasformatore variando le lunghezze dei vari spezzoni.

Per più ampie notizie sulle delicate questioni qui accennate rimandiamo tuttavia alla bibliografia non essendo possibile svolgerle adeguatamente in questa sede.

(continua)

5. - BIBLIOGRAFIA.

FABINI & ROCKETT: *Bandwidth of Quarter Wave Sections* Electronics, Ottobre 1952, pag. 138.

R.E. COLLIN & J. BROWN: *Trasmission-line Matching System. (Properties of Two Quarter-Wave Transformers).* Wireless Eugineer, Febbraio 1954, Vol. 31, N. 2, pp. 31-35.

M. S. WHEELER: *Two-Section Transmission-Line Transformer.* Wireless Eugineer, Gennaio 1955, Vol. 33, N. 1, pag. 15.

J. R. WHINNERY & A. W. JAMIESCU: *Equivalent Circuits for Discoutinuities in Transmission Lines.* PIRE, Febbraio 1944, Vol. 32, pp. 38-115.

P. J. SELGIN: *Electrical Transmission in Stady State.* Mc Graw-Hill - New-York, 1946.

SOUTHWORTH: *Principles and Application of Waveguide Transmission.* Van-Nostrand, 1950.

J. C. SLATER: *Microwave Transmission.* Mc Graw-Hill, New-York, 1942, p. 57.

G. L. RAGAN: *Microwave Transmission Circuits.* MIT 9 - McGraw-Hill, New-York, 1948, pp. 311-314.

SURDIN: *Directive Complers in Waveguides.* J. Inst. Elect. Engrs., Vol. 93, Pt. III A, 1946, pag. 725.

R. E. COLLIN: *Theory and Design of Wide-Band Multisection Quarter-Wave Transformers,* PIRE febbraio 1955, vol 43, n. 2 pagg. 179-185.

Il Problema delle Materie Prime nel Campo dei

Le materie prime più usate nella fabbricazione di dispositivi semiconduttori sono oggidì il selenio, il rame, il germanio, il silicio ed il magnesio.

Fra le altre sostanze che vengono attualmente usate in quantitativi industriali sono il cadmio, il titanio, l'antimonio, l'alluminio, il tellurio.

Gli elementi chimici citati differiscono grandemente fra loro per quanto riguarda la loro disponibilità in natura, la possibilità di una loro produzione economica, la facilità di ottenerli allo stato puro.

Selenio, germanio e cadmio non sono molto abbondanti in natura; sono invece assai abbondanti silicio, rame, alluminio, magnesio, e tellurio.

Nel presente lavoro l'A. fornisce un quadro panoramico e comparativo della disponibilità di tali elementi in natura, dei vantaggi presentati dai dispositivi basati sul loro impiego, e delle prospettive avvenire che possono ragionevolmente formularsi in base ad un esame della situazione quale oggi si presenta all'occhio dello specialista.

1. - IL SELENIO.

Il selenio è discretamente diffuso, ma sempre in quantità assai piccole, in natura. Nelle aree vulcaniche si trova in associazione con lo zolfo; è presente anche nelle piriti svedesi ed in altri minerali tra cui le piriti di rame. Esso viene anche ricuperato in una certa quantità, con processo marginale alla raffinazione elettrolitica del rame, dalla fanghiglia anodica che si deposita sulle celle di elettrolisi; un'altra fonte di selenio è costituita dai sottoprodotti delle torri e camere Glover usate nella preparazione dello acido solforico. Il selenio russo, della specie allotropica amorfa nera, è assai puro (99,75%).

Il selenio esiste in natura sotto quattro forme allotropiche:

1) vetroso rosso, peso spec. 4,26;

2) cristallino rosso, peso spec. 4,46 in cristalli monoclini;

3) cristallino grigio A, che si ottiene a 175 °C;

4) metallico grigio-nero B, che si ottiene a 200 °C peso spec. 4,79 (sotto questa forma esso presenta lustro metallico ed è fotoconduttore).

Riscaldato nell'aria, il selenio brucia con fiamma azzurra, formando un ossido ed emettendo odore assai pungente; è dannoso respirare i vapori che se ne sviluppano.

L'odore pungente denunzia l'eventuale fusione dello strato di selenio che si trova su le piastre dei raddrizzatori metallici al selenio: la fusione può essere dovuta tanto a sovraccorrente quanto a sovratensione (più spesso alla seconda causa che non alla prima, poichè i raddrizzatori al selenio sopportano, in opportune condizioni, sovraccarichi fino al 1100% mentre sono sensibilissimi alle sovratensioni, che non debbono superare in genere il valore del 5% se si vuole evitare la perforazione delle piastre). Purtroppo, il cattivo odore del selenio fuso non si può adoperare come una « spia » delle anormali condizioni di sollecitazione delle piastre del raddrizzatore: quando si avverte l'odore, il danno è generalmente irreparabile.

Il selenio trova nella tecnica importanti applicazioni:

per raddrizzatori elettronici e fotocellule (45% di tutto il selenio prodotto).

come « decolorante » nella produzione di vetro incolore, ove viene usato nella proporzione di 1/42000 del peso del vetro;

come ignifugo, ove però l'impiego è ostacolato dalle grandi quantità di materiale necessarie per conseguire lo scopo;

nelle industrie della gomma e chimiche come catalizzatore.

Non si hanno dati precisi sulla produzione mondiale del selenio; può ragionevolmente supporsi che essa si aggiri sulle 1000 tonnellate annue. Esso viene prevalentemente prodotto dagli Stati Uniti d'America (400 tonellate), dal Canadà, dal Giappone, dalla Svezia, dalla Germania Occidentale, dal Belgio, dal Lussemburgo e dalla Russia.

2. - SCARSITÁ DEL SELENIO E RIMEDI PER OVVIARVI.

Senza tema di esagerare si può affermare che ciascuno dei quattro grandi gruppi di applicazioni che abbiamo citato basterebbe da solo ad assorbire l'intera produzione mondiale annua del selenio. Molte applicazioni del selenio sono pertanto limitate dalla grande scarsezza di disponibilità di questo elemento.

Da alcuni anni quandi si profila l'inconveniente serio di una carestia di selenio. Il grido d'allarme si è levato da almeno un paio di anni ed ha già indotto gli Stati Uniti di America ad instaurare un severo regime di risparmio del prezioso elemento.

Esaminando attentamente il problema si previene alla conclusione che quattro sono le vie che si possono tentare per ovviare allo inconveniente lamentato:

2. 1. - *aumento della produzione greggia*, migliorando gli attuali processi di estrazione e di ricupero dell'elemento e ricercando nuovi minerali che consentano un estrazione abbastanza economica di selenio; le possibilità in questo senso non sembrano per il momento molto incoraggianti;

2. 2. - *ricupero di rotami di raddrizzatori e fotocellule al selenio*: durante la guerra gli Stati Uniti riuscirono a ricuperare circa 30 tonnellate di rottami di tali apparecchiature donde si ricavò per catalisi il selenio disponibile; è evidente che su questa via non possono sperarsi miracoli, in quanto irraddrizzatori al selenio se ben trattati, durano dei decenni;

2. 3. - *perfezionamento della tecnica di fabbricazione dei raddrizzatori al selenio*: in questa direzione si sono ottenuti risultati veramente sorprendenti. La tensione ammissibile per piastra è andata aumentando con un crescendo notevole nel corso degli anni da 8 V_{eff} per piastra nel 1933, a 18 V_{eff} nel 1942 e a 60 V_{eff} nel 1952).

L'obiettivo prossimo da raggiungere è quello di 70 V di tensione ammissibile per piastra, e ricerche sono già da tempo in corso negli Stati Uniti d'America per conseguirle.

Nello stesso tempo è aumentato notevolmente il carico ammissibile per unità di superficie della piastra: da $21 \div 24$ mA/cm² nel 1938 a circa 110mA cm² nel 1953.

Questi valori aumentano se si tratta di raddrizzatori del tipo « miniatura » che vengono maggiormente sollecitati di quelli normali;

2. 4. - *ricerca e studio di altre sostanze che possono efficacemente sostituire il selenio nella fabbricazione di raddrizzatori metallici, e siano più abbondanti in natura e di fabbricazione meno costosa.* Anche per questa strada possono ottenersi importanti successi. Allo stato attuale delle ricerche e delle prospettive di estrazioni e ricavo dei vari elementi, molte speranze si puntano sulla possibilità di ottenere raddrizzatori di potenza:

— al silicio;

— al biossodo di titanio;

— all'antimoniuro dall'alluminio;

— al tellurio.

Di queste sostanze quella finora più studiata dal punto di vista della semiconduzione e della produzione di raddrizzatori di potenza è il silicio.

Le possibilità offerte in questo senso dai vari materiali verranno esaminate nei singoli paragrafi ad esse dedicati.

3. - IL RAME.

E', come è noto, un elemento abbondantissimo in natura. La sua produzione si aggirava sin dall'anteguerra, su un valore superiore ai due milioni di tonnellate annue.

Nessun timore può quindi esservi su un eventuale inaridirsi delle fonti di materia prima, per quanto riguarda i raddrizzatori all'ossidulo di rame. Sfortunatamente, l'impiego di questi raddrizzatori è in declino, sopratutto a causa del fatto che i raddrizzatori al selenio a parità di numero di piastre sono in grado di raddrizzare tensioni più che doppie di quelle ottenibili con gli elementi a ossidulo di rame ($8 \div 10$ V al massimo). In compenso, i raddrizzatori a Cu_2O presentano maggiori doti di stabilità che li fanno preferire nelle applicazioni relative a strumenti di misura.

Si hanno due ossidi di rame:

il Cu_2O o *ossido rameoso*, detto anche *ossidulo di rame*; è di un bel colore rosso; la formazione di uno strato sottile di tale composto su una piastra di rame, rende possi-

Semiconduttori, dei Raddrizzatori Metallici e dei Transistori *

di *Renato Manfrino*

bile, attraverso un opportuno procedimento termico, il raddrizzamento;

il CuO o *ossido rameico* è di colore nero; si forma sulle piastre di rame destinate alla produzione di raddrizzatori, in seguito al riscaldamento; a una certa temperatura l'ossido rameico si trasforma in ossido rameoso, in seguito a riduzione.

Il rame è altresì uno dei costituenti dei raddrizzatori al solfuro di rame e magnesio, dei quali verrà dato un breve cenno più avanti.

4. - IL MAGNESIO.

E' praticamente inesauribile in natura dal momento che da un metro cubo di acqua di mare si potrebbero estrarre teoricamente circa 0,7 kg di magnesio. Si trova in numerosi composti, fra cui la ben nota dolomia.

La produzione mondiale di magnesio, che nell'anteguerra era all'ordine di 25.000 tonnellate annue, ha raggiunto durante l'ultima guerra alcune centinaia di migliaia di tonnellate.

Nel campo dei semiconduttori, il magnesio rappresenta uno dei materiali costituenti dei raddrizzatori al magnesio e solfuro di rame, i quali benchè meno usati di quelli al selenio e di quelli all'ossido di rame, dànno buon affidamento quando si tratti di applicazioni che richiedono forti cariche di corrente. Essi possono inoltre funzionare fino a 130 °C, contrariamente agli altri due tipi ora citati. La loro gamma di temperatura di funzionamento è la più ampia finora conosciuta (— 70 °C, ÷ + 130 °C) nel campo dei raddrizzatori elettronici. Eventuali perforazioni dello strato raddrizzante si risanano in genere da sè, caratteristica che può rendere prezioso tale tipo di raddrizzatore.

5. - IL GERMANIO.

Si trova in natura in alcuni composti. Può anche essere estratto dall'ossido di zinco greggio di cui costituisce un'impurezza, e da altre fonti mediante metodi basati sulla volatilità del tetracloruro di germanio, come verrà accennato più avanti. Cristallizza nel sistema monometrico. Forma leghe con parecchi metalli non ferrosi.

Per quanto il germanio sia discretamente diffuso in natura, il costo di fabbricazione di germanio adatto alla produzione di raddrizzatori e transistori è elevatissimo perchè occorrono all'uopo cristalli di estrema purezza.

Per tale produzione sono stati finora usati due metodi: riduzione di ossido di germanio con idrogeno; preparazione dal tetracloruro di germanio.

5. 1. - Ossido di germanio di purezza soddisfacente è attualmente prodotto da alcune Società minerarie; il suo prezzo si aggira sulle 140.000 lire/kg.

L'ossido di germanio viene a sua volta ricavato dai normali residui di estrazione di altri minerali, come sottoprodotto. Si adoperano in genere piccole cariche di prodotto (alcune diecine di grammi). La resa di germanio arriva fino al 95% del valore teorico.

L'ossido di germanio viene ridotto in una corrente di idrogeno a 650 °C impiegando un tubo di quarzo del diametro di 5 cm circa; il tubo viene fatto lentamente oscillare per tenere lontana dalla « carica » di materiale grezzo l'umidità che si condensa a seguito della reazione; la polvere di germanio ottenuta viene indi immessa in un forno di fusione del tipo a induzione ad alta frequenza costituito anch'esso da un tubo di quarzo di 5 cm, in cui si pratica il vuoto. Il prodotto di fusione viene raccolto in un crogiolo di grafite e assoggettato ad un leggero degassaggio. Avvenuta la fusione, si fa cessare il riscaldamento: si forma così un lingotto di germanio policristallino. Da questo si può ottenere il germanio monocristallino con vari metodi, fra i quali i più usati sono quello basato sull'impiego di un gradiente termico e quello basato sulla inseminazione artificiale di una massa fusa di germanio mediante un « germe » di cristallo di germanio opportunamente preparato.

5. 2. - Il secondo metodo è stato elaborato e perfezionato dalla Du Pont de Nemours. Il germanio viene prodotto dal tetracloruro omonimo, agendo in una atmosfera priva di ossigeno e usando vapori di zinco, oppure di idrogeno, come agente di riduzione.

Il tetracloruro di germanio viene riscaldato quindi fatto passare in uno speciale reattore attraverso un ugello. Del vapore di zinco, proveniente da un bollitore di quarzo, penetra nel reattore attraverso un ugello adiacente al primo. La temperatura viene mantenuta sui 930 °C, cioè ad un valore intermedio tra il punto d'ebollizione dello zinco ed il punto di fusione del germanio.

Dal prodotto ottenuto viene eliminato con successive operazioni lo zinco che si è legato al germanio. Si ottiene indi un monocristallo di germanio con procedura simile a quella trattata nel caso 5. 1. Il germanio monocristallino presenta già una elevata purezza ma questa è però insufficiente ai fini dell'impiego del germanio per la fabbricazione dei transistori. Il cristallo viene pertanto ulteriormente purificato mediante un metodo detto di « raffinazione per zone » mercè il quale le impurezze vengono concentrate presso una delle porzioni terminali del cristallo, che viene poi separata dalla massa principale. Mediante tale processo la percentuale di impurezza si può ridurre a circa un atomo di « impurezza » ogni 10^{10} atomi di germanio.

Coi metodi accennati si è pervenuti ad ottenere monocristalli di germanio del peso di parecchi etti. La disponibilità di monocristalli di dimensioni rispettabili è assai importante ai fini di una migliore conoscenza del meccanismo di conduzione dei semiconduttori.

L'alto costo di produzione del germanio ha indotto i tecnici a altri sostituti meno costosi. E' dubbio se tali sforzi saranno coronati da successo in un tempo relativamente breve. In un ulteriore paragrafo verranno raffrontate le possibilità offerte dai principali elementi semiconduttori e verranno accennate previsioni sullo affermarsi in futuro, di qualche elemento rispetto agli altri.

Il principale e addirittura unico impiego del germanio risulta appunto essere nel campo dei raddrizzatori e transistori.

6. - IL SILICIO.

E' conosciuto tanto allo stato cristallino quanto allo stato amorfo. Sotto forma di *silice* (o biossido di silicio SiO_2) è uno dei materiali presenti in misura più abbondante sulla crosta terrestre (il silicio rappresenta, dopo l'ossigeno, l'elemento chimico più diffuso sulla terra).

Il procedimento più usato nell'industria per ottenerlo allo stato libero è quello consistente nel riscaldare fortemente una miscela di fluosilicato di potassio e di potassio metallico: si ricava in tal modo il silicio sotto forma di polvere amorfa brunoscura.

Per la preparazione dei lingotti di silicio puro, i Bell Telephone Laboratories partirono in un primo tempo dal silicio del commercio, avente una purezza del 99,8%. Del prodotto o «fusione» che si otteneva, soltanto la parte superiore veniva utilizzata.

La Società Du Pont de Nemours, sin dal 1947 era riuscita a produrre silicio d'alta uniformità e purezza (99,9% almeno, in base a misure spettroscopiche).

L'elemento veniva prodotto per riduzione di tetracloruro di silicio con zinco. Nel 1949 Lyon annunziò l'avvenuta preparazione del silicio « iper-puro » mediante riduzione di tetracloruro di silicio con vapori di Zn.

Nel 1953 la Du Pont annunziò nuovamente la produzione del silicio, questa volta estremamente puro: esso veniva ottenuto in un piccolo impianto pilota e la produzione era sufficiente a sopperire a tutto il fabbisogno di silicio dei laboratori di ricerche degli Stati Uniti d'America.

Il silicio riceve innumerevoli applicazioni in tutti i campi della tecnica, ma data la straordinaria abbondanza della materia prima da cui viene ricavato (la silice), non

---

(*) *Poste e Telecomunicazioni*, dicembre 1954, XXII, n. 12, pag. 591.

può assolutamente temersi il pericolo che esso possa un giorno scarseggiare.

Mediante il processo di « raffinazione per zone » si può ormai ottenere del silicio in cui la percentuale di purezza è dello stesso ordine di quella ottenuta nella analoga purificazione del germanio.

7. - SILICIO, GERMANIO E SELENIO PER IL RADDRIZZAMENTO DI POTENZA.

E' questo uno degli interrogativi più interessanti che ci si pone negli ambienti tecnici che si occupano di raddrizzatori elettronici.

Non v'è chi non veda come la questione trascenda il campo tecnico per sconfinare anche in quello economico e militare. La produzione di raddrizzatori elettronici raggiunge ormai valori di parecchi miliardi di lire all'anno; di soli diodi al germanio ed al silicio che, nonostante tutto, rappresentano una piccola percentuale della cifra di affari relativa ai raddrizzatori elettronici, se ne vendono già in un anno per 10 miliardi di lire. Gli ambienti militari sono oltremodo interessati ai progressi raggiungibili in questo campo, perchè l'efficienza e la possibilità di attuazione delle comunicazioni militari riposa in parte notevole sulla disponibilità e sulla sicurezza di funzionamento dei dispositivi d'alimentazione in corrente continua. Si richiedono tra l'altro agli alimentatori:

possibilità di funzionare in una vastissima gamma di temperature (—55 °C ÷ + 65 °C);

ingombro minimo;

peso minimo;

ed i tecnici sono stati capaci di assolvere a queste richieste in modo che ha superato le più rosee previsioni.

Allo stato attuale delle cose, v'è però una circostanza che non può mancare di preoccupare nel modo più vivo tanto gli ambienti industriali, quanto quelli militari; delle tre materie prime più diffusamente impiegate per la fabbricazione di raddrizzatori e transistori, due sono assai rare e costose (selenio e germanio) la terza è disponibile in quantità illimitata, ma rimane tuttora costosissima, dovendo presentare un eccezionale grado di purezza (il silicio); d'altronde, fino a questo momento, dei tre materiali è appunto il silicio quello che ha dato minori soddisfazioni come possibilità applicative.

Che cosa ci riserva il futuro in questo campo?

Un'attenta riflessione induce alle seguenti considerazioni.

7. 1. - *Il selenio.* Scarseggia in modo pressochè irrimediabile. I tecnici sono riusciti, è vero, a ridurre a circa 1/5 il fabbisogno di selenio, a parità di potenza raddrizzata, rispetto alla quantità che era necessaria 15 anni fa; ma questo progresso, benchè assai brillante, difficilmente potrà continuare indefinitivamente. La richiesta di raddrizzatori al selenio da parte del mercato cresce in misura superiore alle possibilità materiali di soddisfarla. Non appare quindi lontano il giorno in cui tutto o quasi il selenio disponibile verrà accaparrato dalle autorità militari per le loro esigenze. Un raddrizzatore al selenio finirà forse col divenire una apparecchiatura di lusso.

7. 2. - *Il germanio.* Neanche nel campo del germanio la situazione appare eccessivamente confortante; tuttavia qui le cose vanno già molto meglio. E' pur vero che il prezzo del germanio è pressochè proibitivo (almeno 1500 lire al grammo per il germanio di elevata purezza), tuttavia i tecnici sono riusciti a ridurre notevolmente in due modi il costo della materia prima occorrente per fabbricare dispositivi semiconduttori:

7. 2. 1. - si è riusciti a ridurre straordinariamente la quantità di germanio per fabbricare un raddrizzatore o uu transistore;

7. 2. 1. - si è riusciti ad aumentare in modo radicale la potenza ricavabile da un raddrizzatore elettronico al geramnio. E valga il vero; un diodo al germanio per radiofrequenze e microonde richiede l'impiego di un pezzettino di cristallo avente una superficie di 1 mm² e uno spessore dell'ordine di decimi di millimetro. Il diodo a giunzione diffusa INI 51 è in grado di erogare con continuità una potenza raddrizata di circa 84 W. Munito di alette refrigeranti può erogare fino a 26 W! Le dimensioni sono: 7,5x5x9,5 cm. E non è tutto: il raddrizzatore di potenza (nel senso più lato di questa parola) mediante elementi al germanio è ormai un fatto compiuto. Un'unità convertitrice al germanio, avente una potenza erogabile di 25 kW può essere racchiusa in un parallelepipedo di 30x17x15 cm.

Giunti a questi limiti, il problema della refrigerazione assume ovviamente aspetti preoccupanti, ma sembra essere stato egualmente risolto. Un raddrizzatore di questo genere costerebbe sulle 96.000 lire al kW ed il suo prezzo pare destinato a diminuire. Ma è sintomatico che, anche al prezzo suindicato, esso costerebbe solo una frazione di quel che costerebbe un raddrizzatore al selenio di pari potenza. Non si hanno dati sul peso del germanio occorrente per attuare un'apparecchiatura di questo genere, ma non si è forse lontani dal vero immaginandolo dell'ordine di 100 grammi.

Nonostante questi progressi, dunque, il germanio potrebbe scarseggiare decisamente; tale eventualità appare però assai più remota nel futuro, in confronto al caso del selenio.

7. 3. - *Il Silicio.* Resta da considerare questo elemento forse finora un po' trascurato a causa della grande abbondanza con cui si presenta in natura.

Abbiamo visto che esso presenta già numerosissime applicazioni nella tecnica e tutto lascia credere che esse aumenteranno con celere ritmo in avvenire.

Limitiamoci al campo che ci sta più a cuore, ricorderemo che il silico aveva destato, durante l'ultima guerra, grandi speranze relativamente alla sua utilizzazione nei diodi di cristallo.

In un primo momento sembrò anzi che esso dovesse avere decisamente il sopravvento sul germanio, in questo impiego. Per il raddrizzamento delle microonde, nella fase di allestimento dei primi radar, i diodi al silicio apparvero praticamente insostituibili. Tuttavia il silicio che si preparava un decennio fa, benchè di purezza abbastanza soddisfacente, veniva ottenuto in forma che mal si adattava ai processi di fusione e di alleganiento: in queste operazioni il silicio veniva contaminato da impurezze che peggioravano radicalmente le sue caratteristiche elettriche, e rendevano problematico l'ottenimento di elementi riproducibili in larga serie. Il germanio pertanto cominciò ad essere nettamente preferito al silicio, eccetto che nelle gamme di frequenza altissime, in cui il silicio manteneva ancora il suo privilegio. Ora la situazione accenna a capovolgersi nuovamente a favore del silicio. Si può affermare in sostanza che tre sono i motivi che potrebbero, a scadenza abbastanza breve, indurre a preferirlo al germanio nel campo dei semiconduttori.

1) il silicio può funzionare fino a temperature dell'ordine di 200 °C almeno, mentre il germanio non può superare senza pericolo i 75 °C e solo con eccezionali precauzioni può funzionare fino a un centinaio di gradi.

2) il silicio è in grado di trattare potenze di gran lunga superiori a quelle del germanio e quindi potrà consentire, in avvenire, di ottenere raddrizzatori assai più compatti e leggeri di quelli ottenibili col germanio;

3) infine, come già accennato, il silicio è estremamente più diffuso del germanio in natura.

E' recente l'annunzio di un'importante Casa Americana che dichiara di essere riuscita a fabbricare un raddrizzatore al silicio, del tipo a giunzione, la cui potenza di uscita supera i 1200 W. Le sue dimensioni superano di poco la metà di un pacchetto di sigarette. Il rendimento è estremamente elevato: 98 %. Secondo i costruttori questo raddrizzatore funziona in modo soddisfacente fino alla temperatura eccezionalmente elevata di 500 °C. Si vede dunque come, a due anni di distanza, il silicio sia ormai riuscito a superare il germanio nel campo del raddrizzamento di potenza, consentendo, a parità di potenza, ingombri sensibilmente minori. Si è passati intanto, dall'impiego di silicio policristallino a quello del silicio monocristallino. Ciò dovrebbe contribuire a migliorare la stabilità delle caratteristiche. La corrente inversa di questi nuovi diodi è dell'ordine dei nanoampere (10 A). Le caratteristiche di questi diodi consentono il loro impiego nella commutazione telefonica con diafonia minima. La loro tensione di perforazione, dell'ordine di 50 V, aumenta continuamente in seguito a ricerche in corso.

8. - IL CADMIO, IL TITANIO, L'ANTIMONIO, IL TELLURIO E L'ALLUMINIO.

Di questi elementi si parlerà brevemente dato che per il momento il loro impiego nel campo dei semiconduttori riveste solo interesse sperimentale.

8.1 - Il Cadmio.

Si trova in natura sotto forma di solfuro in un minerale raro (la *grenockite*) ed in alcuni

minerali di Zn. Esso costituisce appunto un sottoprodotto dell'estrazione di Zn dalle rocce. Può essere anche ricuperato dai prodotti di condensazione dei forni per la produzione di piombo e rame, mediante un processo elettrolitico. La produzione di Cd metallico si aggira sulle 5000 tonnellate annue, le sue applicazioni sono svariate (per la protezione contro le corrosioni, come pigmento, ecc.).

8.2. - Il Titanio.

E' presente in misura abbondante in svariate forme minerali. Per la produzione in larga scala, il tetracloruro di titanio viene fuso con magnesio ad 800 °C. Il titanio resiste alla corrosione. Viene largamente usato nelle leghe al Fe-Ti, per elettrodi di lampade ad arco, per la fabbricazione di pigmenti all'ossido di titanio.

La produzione di minerale « concentrato » di titanio, superava di poco, durante la guerra le 300.000 tonnellate annue, equivalenti a circa 50.000 tonnellate di TiO_2. Per produrre il TiO_2 dai minerali li si riscalda con carbone in un forno a rotazione e si tratta il prodotto con cloruro ferrico, ottenendo un residuo insolubile di biossido di titanio che viene poi purificato con appositi procedimenti.

8.3. - L'Antimonio.

Si trova puro allo stato naturale e, in maggior quantità combinato con ossigeno. E' un metallo di un bianco-azzurro brillante, largamente usato per caratteri tipografici, leghe antifrizione e cuscinetti. Il metallo si prepara riscaldando trisolfuro d'antimonio con rottami di ferro in appositi crogiuoli o in forno a riverbero; per ottenere un metallo di grande purezza si ricorre invece a vari metodi elettrolitici, assoggettando ad esempio ad elettrolisi una soluzione concentrata di tricloruro d'antimonio in acido cloridrico. La produzione mondiale d'anteguerra era di circa 36.000 tonnellate.

8.4 - IL Tellurio.

Si trova soprattutto allo stato combinato in alcuni minerali rari. E' un metallo di un bianco brillante. Riscaldato nell'aria, brucia con fiamma azzurra formando il biossido TeO_2. Nelle sue proprietà generali rassomiglia al selenio ed allo zolfo. Non arrugginisce se esposto all'umidità, e viene impiegato per leghe ad alta resistenza ed in apparecchiature elettriche.

8.5. - L'Alluminio.

Di quest'elemento diffusissimo in natura e le cui applicazioni sono ben note non mette qui conto di parlare in termini generali.

9. - RADDRIZZATORI E SEMICONDUTTORI ELETTRONICI A BASE DI CADMIO, TITANIO, ANTIMONIO, TELLURIO ED ALLUMINIO.

Tutti questi elementi sono stati studiati, in misura più o meno estesa, per indagare la possibilità di ottenere buoni semiconduttori elettronici.

Tuttavia nessuno di essi sembra aver dato finora sicuro affidamento di sviluppi assai fruttuosi eccettuato forse l'antimoniuro d'alluminio di cui parleremo nel paragrafo conclusivo che segue.

Dal solfuro di cadmio sono stati ottenuti, circa tre anni fa, transistori e raddrizzatori. Si spera anche di potere usare fruttuosamente questo elemento come « pila solare », per ricavare cioè energia elettrica, approfittando della sua fotoconduttività. Ma finora i progressi non sono stati molto incoraggianti. Il biossido di titanio ritorna periodicamente alla ribalta della letteratura tecnica come composto suscettibile di fornire buoni raddrizzatori e transistori, esso viene studiato in modo intensivo ed ha già dato qualche buon risultato. Si è tuttavia ancora lontani dalla speranza di applicazioni su vasta scala. Anche l'impiego del tellurio fa sperare di ottenere buoni semiconduttori ma, allo stato attuale, è poco ciò che si sa di concreto al riguardo. La coppia tellurio-magnesio sembra prestarsi più delle altre al raddrizzamento.

Escoffery è riuscito a preparare buoni raddrizzatori a giunzione frapponendo una lastrina di tellurio fra due elettrodi, uno di magnesio anodizzato e l'altro di ferro placcato con argento. E' sintomatico il fatto che tali studi sono stati eseguiti da ricercatori già ben noti nel campo industriale dei raddrizzatori al selenio: ciò fa pensare che non sia del tutto destituita di fondamento la speranza di trovare nel tellurio un buon surrogato al selenio.

10. - PROSPETTIVE PER IL FUTURO.

L'avvenire, nel campo dei semiconduttori, sembra dunque ragionevolmente dover appartenere al silicio.

Questa è una delle ragioni per cui gli sforzi per purificarlo nel modo più radicale ed economico sono incessanti. Risale appena al maggio 1954 la notizia che Litton ed Andenrsen sono riusciti ad ottenere silicio della massima purezza possibile mediante un processo al joduro sulla decomposizione termica di tetrajoduro di silicio, sottoposto a distillazione frazionata, in un sistema a circolazione intermittente.

Un campione di silicio ottenuto col metodo indicato e ricorrendo all'ulteriore processo di raffinamento a zone, presenta una resistenza di 30 ÷ 200 Ωcm. La più alta che sia stata finora annunziata, a nostra conoscenza. La purezza del materiale deve quindi essere eccezionalmente elevata. Una carica di circa 2,5 kg di silicio (già, per sè, altamente puro) usato come materia prima dà una resa di circa mezzo chilogrammo di silicio purissimo, il tempo di preparazione essendo dell'ordine di 75 ore.

L'avvenire, dicevamo, sembra appartenere al silicio; tuttavia l'ultima parola non è ancora stata detta. Numerosi composti intermetallici, si affacciano all'orizzonte, come possibili semiconduttori; fra gli altri l'InSb, GaSb, GaP, l'InP; tra essi si distingue l'antimoniuro d'alluminio (AlSb) che sembra rappresentare qualcosa di più di una promessa.

Interessanti ricerche hanno rivelato che lo antimoniuro d'allumiuio si comporta in un modo assai simile a quello del silicio. La resistività dei campioni preparati varia ampiamente, in funzione delle impurezze; all'incirca da 0,01 a 30 Ωcm in materiali policristallini omogenei.

Le differenze più importanti tra le proprietà elettriche dell'AlSb e del silicio sono le seguenti:

a) la mobilità degli elettroni e delle cavità (« buchi ») sono equivalenti, mentre nel silicio stanno tra loro nel rapporto di circa 4:1;

b) l'energie di attivazione sono dell'ordine di 1,6 eV, mentre per il silicio sono di circa 1,1 eV.

I dati raccolti sull'AlSb confermano l'ottenibilità di raddrizzatori a contatto puntiforme impieganti questo materiale come sostanza base, e fanno pensare che questo nuovo composto possa presentare molti vantaggi sul germanio, e forse anche sul silicio per applicazioni ad alta temperatura.

Il minor punto di fusione rispetto al silicio suggerisce che i processi di lavorazione dell'AlSb possono risultare più semplici e più perfezionabili che non nel caso del silicio.

Ma il vantaggio attualmente più suggestivo consiste nel fatto che il costo di Al ed Sb di grande purezza (paragonabile a quella del germanio e del silicio usati come materiali di partenza per la fabbricazione di raddrizzatori e transistori) è dell'ordine di 6000 Lire/kg mentre germanio e silicio atti a funzionare come materia prima da purificare ulteriormente costano almeno 400.000 Lire/kg.

(*Trigger*)

11. - ALCUNE PROPRIETÀ FISICHE DI ELEMENTI SEMICONDUTTORI E DI METALLI IMPIEGATI NELLA FABBRICAZIONE DI RADDRIZZATORI E TRANSISTORI.

Elemento	Numero atomico	Peso atomico	Densità	Punto di fusione [°C]	Punto di ebollizione [°C]	Durezza	Calore specifico
Se grigio	34	78,96	4,74	220	688	2,0	0,084
Ge	32	72,60	5,36	958	2.700	6,2	0,074
Si	14	28,06	2,4 (crist)	1.415	2.600	6,5 (crist)	0,170
Mg	12	24,32	1,74	650	1.110	2,6	0,248
Cd	48	112,41	8,65	321	1.500	2,0	0,0549
Ti	22	47,90	4,50	1.820	> 3.000	4,0	0,1125
Sb	51	121,76	6,68	630	1.380	3,0	0,0503
Te	52	127,61	6,24	450	1.390	2,3	0,0483
Al	13	26,97	2.702	660	2.057	2,9	0,217

Nuovi Circuiti TV per l'Anno 1955 *

di Robert B. Gary

DANDO UNO SGUARDO agli ultimi ricevitori TV prodotti negli S.U.A. non si trova qualche cosa di veramente nuovo. Quasi tutti i costruttori si rivolgono alla televisione a colori, per ora presente in un limitato numero di apparecchi, e cercano di ridurre maggiormente i prezzi di quelli in bianco e nero curando nello stesso tempo una maggiore stabilità ed una ancor più semplice manutenzione. Si nota pertanto un più ampio impiego dei circuiti stampati, dell'accensione delle valvole in serie (cosa assai comune qui in Europa) e dei telai disposti verticalmente nel mobile.

Fig. 1. - Circuito separatore di sincronismo a pentagriglia, impiegato in varie versioni dalla Raytheron, Zenith, e Motorola.

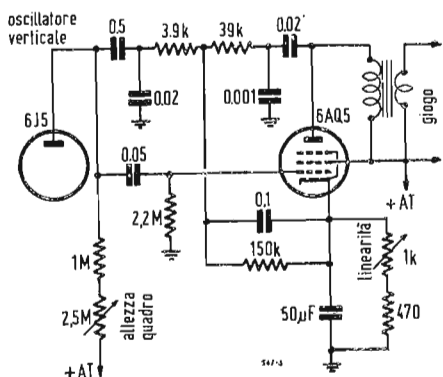



Fig. 2. - Nuovo circuito finale di deflessione verticale usato in alcuni modelli di televisori RCA, utilizzante un pentodo amplificatore.

Ci sembra però interessante illustrare due circuiti ed esattamente quelli di un separatore di impulsi di sincronismo mediante una valvola multigriglia e di un amplificatore di deflessione a pentodo realizzante una buona linearità.

(*) Condensato da *Radio & Television News*, Marzo 1955, vol. 53, n. 3, pag. 62.

1. - SEPARATORE DEI SINCRONISMI CON TUBO A 5 GRIGLIE.

Si sta generalizzando l'uso di una nuova valvola la 6CS6, impiegata nella televisione a colori, come elemento che assolve i compiti di soppressore dei disturbi e separatore dei sincronismi. In fig. 1 è rappresentato un tale circuito impiegato dalla « Raytheon », dalla « Zenith » e dalla « Motorola » che ha fornito delle ottime prestazioni nelle zone dove i disturbi prodotti da scariche erano assai intensi.

Fig. 3. - Circuito finale di deflessione verticale usato dalla Sylvania nel suo televisore modello 386B.

In sostanza vi sono due segnali che sono applicati alla 1.a griglia ed alla 3.a griglia della valvola. Tali segnali sono prelevati rispettivamente dal rivelatore video e dalla placca del primo amplificatore video e sono pertanto di polarità opposta e precisamente: il primo negativo, positivo il secondo. Per questo il segnale negativo di sincrosismo sulla griglia controllo può essere amplificato solamente quando la terza griglia è abbastanza positiva. Ora polarizzando in modo appropriato la valvola si può ottenere che il segnale positivo proveniente dalla placca dell'amplificatore video faccia condurre od interdire la valvola stessa. In particolare il contenuto dell'immagine presente sulla terza griglia è di tale ampiezza che non può far condurre la valvola e quindi non passa oltre. I disturbi sono invece atti a pilotare il tubo, ma poichè essi si presentano ritardati sulla terza griglia rispetto ai medesimi che si trovano sulla prima griglia saranno di conseguenza in parte soppressi. Una maggiore azione di taglio di essi si otterrà dando tensioni piuttosto basse sia alla placca che alla griglia schermo. Per garantire ancora una maggiore azione di soppressione si inseriscono nel circuito della terza griglia due costanti di tempo tali da bloccare i disturbi, ma che lascino passare però gli impulsi di linea. I circuiti in questione sono quelli costituiti dagli elementi C_1 R_1 e C_2 R_2 le cui costanti sono rispettivamente di 103 μsec e 16,4 msec. Si noti che essendo il segnale sulla prima griglia negativo si inietta una piccola tensione positiva, circa 1/22 della tensione di alimentazione, tramite un partitore.

Fig. 4. - Un doppio triodo è impiegato dalla CBS-Columbia quale oscillatore verticale e amplificatore finale (modelli 1601 e 1602).

In molti ricevitori, che usano un tale sistema, dalla placca della 6CS6 si passa direttamente alle due sezioni di deflessione dell'apparecchio. Si osservi che rendendo la R_2 variabile si ha una possibilità di dosare l'azione di soppressione dei disturbi.

2. - AMPLIFICATORE DI DEFLESSIONE A PENTODO.

Il motivo per cui era stato abbandonato il pentodo a favore del triodo come valvola finale di deflessione varticale è che il secondo offre una maggiore linearità nella corrente di deflessione rispetto al primo. Ora con i nuovi circuiti il pentodo torna ad essere impiegato poichè esso presenta un più alto guadagno, una potenza maggiore ed una buona linearità. Il maggior impiego si trova nei ricevitori a basso prezzo che usano un rettificatore a mezza onda ed una tensione di alimentazione di soli 130 V.

La fig. 2 mostra un circuito che è realizzato nel ricevitore KCS89A della RCA e similari dove il tubo impiegato è il 6AQ5. In altri modelli della RCA si usano invece il 6K6, mentre altri costruttori preferiscono i tipi 6W6, 25L6, etc. La tensione del +B per la fig. 2 è di 300 V, mentre la « Emerson » e la « Muntz » usano una tensione di 130 V. Esaminando la fig. 2 si osserva che esiste una reazione negativa dalla placca della 6AQ5 alla placca della 6J5. Ciò migliora la linearità della forma d'onda della corrente di deflessione. I controlli di ampiezza e di linearità verticale non sono nuovi, mentre ciò che interessa è quel circuito di reazione *RC* che abbiamo detto sopra. Sul catodo della finale esiste un *bypass* di 50μF e perciò un piccolo segnale a 60 Hz viene ad es-

sere presente sul catodo stesso a causa di quella resistenza da 0,15 MΩ e del condensatore da 0,1 μF. La forma d'onda della placca della finale viene ad essere integrata ed è differente dal dente di sega che è ricevuto dalla griglia della finale stessa. Lo scopo di ciò è di far variare nella sua forma la tensione di placca contemporaneamente al variare della tensione in griglia in modo da rimediare alle caratteristiche non lineari del pentodo.

Alcuni ricevitori montano un trasformatore di uscita speciale il quale serve a linearizzare la corrente di deflessione. In fig. 3 è rappresentato uno di tali circuiti impiegante come vlavola finale una 6L6 od un altro tubo equivalente a forte corrente. Come si vede il trasformatore di uscita introduce un certo grado di controreazione sul catodo stesso della finale. In tal modo è possibile far funzionare la valvola in una zona quasi lineare delle sue caratteristiche. Il circuito di fig. 4 è quello recentemente usato nei ricevitori economici della « C.B.S.-Columbia » ed è costituito da un doppio triodo (12BH7A) che assolve contemporaneamente al compito di multivibratore e di valvola finale. Una reazione dalla placca della seconda sezione del triodo alla griglia della prima sezione fa sì che questa oscilli liberamente, mentre una seconda reazione dalla placca della prima sezione al catodo della seconda sezione serve a migliorare la linearità.

3. - ALTRE TENDENZE.

Si nota un maggior impiego di tubi alluminati e super alluminati con angoli di deflessione di 90° permettendo così un telaio più corto. La « Emerson » torna ad impiegare, dopo lungo tempo, i rettificatori al selenio.

In sostanza tutte le modifiche adottate sono intese a diminuire i prezzi, a dare un funzionamento più sicuro ed una più facile manutenzione.

(dott. ing. Giuseppe Rebora)

Regolazione Elettronica degli Orologi Sincroni *

di M. Papo

LA ROBUSTEZZA ed il costo di esercizio porta sempre più all'adozione degli orologi sincroni piuttosto che degli orologi comuni a molla.

Gli inconvenienti degli orologi sincroni vanno ricercati nella incostanza della frequenza e nelle interruzioni di corrente.

La variazione di frequenza porta ad errori difficilmente superiori al minuto in un ora e che, nel corso della giornata, hanno un'ottima compensazione.

Le interruzioni di corrente variano ma di norma sono assai inferiori ad un'ora.

Il sistema dell'ora elettrica istituito dalla I. B. M. francese si fonda sulle sudette osservazioni. Gli orologi secondari sono automaticamente sincroni e nel contempo dipendenti dagli impulsi di un orologio principale ad elevato grado di precisione.

1. - OROLOGIO PRINCIPALE.

Questo impianto deve avere un elevato grado di precisione in quanto deve correggere le lievi variazioni della frequenza della rete. Questo risultato è ottenuto nel seguente modo:

L'orologio principale è azionato da uno scappamento ad ancora la cui molla è mantenuta a tensione costante ad opera di un motorino elettrico e nel contempo un motorino sincrono viene utilizzato quale organo di regolazione del movimento ad ancora. La regolazione automatica si effettua attraverso un complesso differenziale del quale un lato è collegato al motore sincrono e l'altro al movimento ad ancora. Se i due movimenti sono concordanti i pignoni del differenziale restano immobili; se invece si verifica una differenza di velocità i pignoni del differenziale agiscono sulla base del regolatore della molla a spirale al fine di ripristinare la cadenza corretta. In questa maniera si è certi di avere per lungo tempo la regolarità della frequenza di rete e di non avere gli inconvenienti propri alle variazioni istantanee. In caso di interruzione della tensione di rete un sistema a frizione comandato da un elettromagnete stacca il differenziale ed il regolatore del tempo rimane per tutta la durata dell'interruzione nella posizione che aveva in precedenza.

Ad ogni ora a partire dal 58esimo minuto e dal 58esimo secondo nell'orologio principale si chiude un contatto per la durata di 7 secondi e va a comandare un generatore di BF a 6000 hertz che invia il segnale di sincronismo per la eventuale correzione degli orologi secondari.

2. - IL TRASMETTITORE DELL'OROLOGIO PRINCIPALE.

Per scopi economici la trasmissione dei segnali di allineamento dell'ora viene eseguita sui cavi di distribuzione dell'energia elettrica, da qui la determinazione di impiegare segnali con frequenza di 6000 hertz. Il trasmettitore dell'orologio principale è costituito da un oscillatore con uscita adattata alla rete luce.

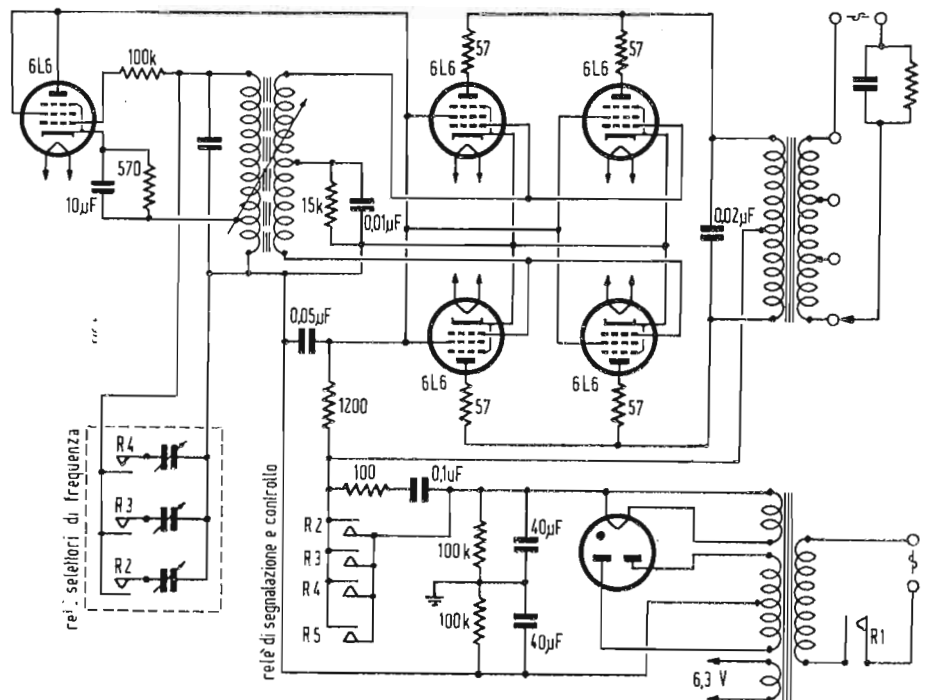



Fig. 1. - Schema elettrico del trasmettitore. Praticamente esso è costituito da un tubo oscillatore che alimenta tramite un trasformatore sfasatore un push-pull di quattro 6L6.

A parità di potenza assorbita dal generatore di BF la situazione di questo generatore è tanto più favorevole quanto più reattivo è il carico. In ogni caso è necessario prevedere una potenza relativamente elevata.

L'oscillatore, riprodotto in figura 1, è costituito da un tubo oscillatore che, attraverso un trasformatore, pilota un amplificatore controfase costituito da quattro tubi 6L6. Un

(*) Condensato da *Electronique*, marzo 1955, n. 100.

sifatto oscillatore permette di alimentare una istallazione la cui potenza può raggiungere i 150W nel caso di carico puramente ohmmico mentre per carico puramente in-

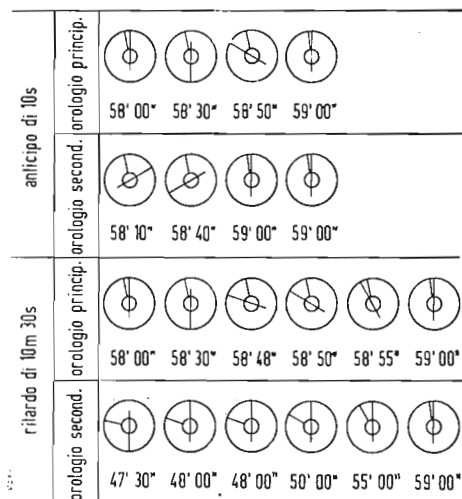



Fig. 2. - Esempio di allineamento. Un sistema di accelerazione e uno di blocco al 59° minuto di ogni ora consentono di allineare tutti gli orologi con gli orologi principali.

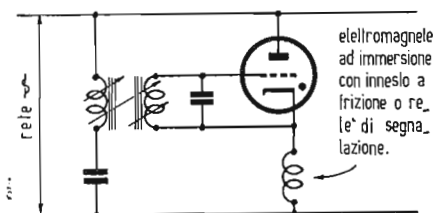



Fig. 3. - Schema del ricevitore segnali.

duttivo la potenza apparente dell'impianto potrebbe salire a 550 VA.

3. - GLI OROLOGI SECONDARI.

Gli orologi secondari dispongono di un innesto a frizione azionato da un elettromagnete ad immersione che permette al motorino di girare ad una velocità 60 volte maggiore di quella normale.

Questo dispositivo di accelerazione è integrato da un sistema di blocco al 59esimo primo, di modo che qualsiasi sia lo sfasamento degli orologi secondari, questi al 59esimo minuto primo di ogni ora si ritroveranno tutti allineati con l'orologio principale. La figura 2 illustra graficamente questo principio.

La parte elettronica di ogni orologio secondario è molto semplice. Essa si compone di un trasformatore il cui primario è collegato alla rete attraverso un condensatore ed il secondario è collegato ad un tirathron a catodo freddo alimentato dalla rete ed in serie al quale è posto l'eccitazione dell'elettromagnete ad immersione che comanda l'innesto a frizione di accelerazione. Un sifatto ricevitore di segnali (figura 3) funziona con un mafginue di sicurezza pure con segnali aventi 0,5 V.

4. - SEGNALAZIONI.

L'equipaggiamento fornito dalla I. B. M. francese è previsto pure per permettere segnalazioni varie per telecomandi ad esempio programmi fonici per inizio e fine dei turni di lavoro.

In questo caso l'orologio principale è provvisto di un programma facilmente variabile nella sua combinazione.

A questo scopo l'orologio principale possiede un dispositivo che permette di commutare, tramite dei relé, la frequenza di oscillazione su dei valori prestabiliti a priori (generalmente 3 o 4 valori) ed a ciascuno di questi toni viene affidato un compito specifico. I ricevitori segnali sono, anche in questo caso, perfettamente identici a quelli visti in precedenza; l'unica variante stà nel fatto che l'elettromagnete ad immersione è sostituito da un relé di segnalazione che può trovarsi posto nello stesso mobile dell'orologio secondario.

5. - ATTENUAZIONE LUNGO LA LINEA.

La portata del trasmettitore dell'orologio principale è sufficente per permettere l'impiego nella distribuzione dell'ora in un grande complesso industriale. L'attenuazione dei segnali di BF ad opera dei trasformatori di linea è sufficente a non generare disturbo agli impianti posti in prossimità.

Se nell'interno del complesso industriale esistono dei trasformatori inseriti sulla linea questi dovranno essere cortocircuitati per i segnali a 6000 hertz nel modo indicato in figura 4.

Il dispositivo qui descritto riunisce in sè tutti i pregi degli orologi sincroni e quelli degli impianti di precisione facente uso di un orologio principale. Va inoltre notato

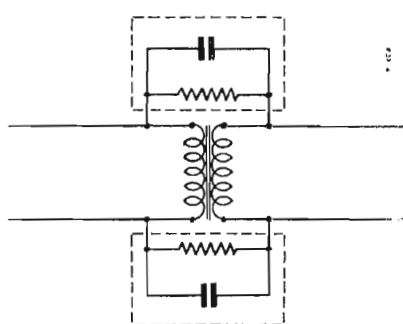



Fig. 4. - Shunt per i segnali a 6 kHz, nel caso che nella linea industriale si venga a trovare inserito un trasformatore.

che in caso di avaria all'orologio principale o al trasmettitore di questo gli orologi secondari continuano il loro avanzamento come orologi sincroni. Inoltre si fa presente che l'economia risultante dall'impiego della rete di distribuzione per il transito dei segnali di allineamento ha permesso una vastissima espensione di questi impianti negli Stati Uniti d'America.

(Raoul Biancheri)

sulle onde della radio

(segue da pag 153)

nico 18,10 Lituano, 18,25 Slovacco, 18,40, Ucraino, 18,55 Rumeno, 19,15 Ungherese, 19,35 Russo, 20,00 Arabo, 20,00Arabo, 20,30 Polacco, 21,00 Italiano, 21,20 Tedesco, 21,40 Francese, 22,10 Inglese su 9363 kHz.

Stati Uniti d'America

La scheda dei programmi dell'« American Forces Radio Television Service » di New York, diretta ai militari americani di stanza in Europa, è: 19.00-23,45 su 9530 e 15440 kHz. Le trasmissioni avvengono anche sulla frequenza di 9550 kHz dalle ore 21,00 (Domenica e Sabato dalle ore 19,00) alle ore 23,45. Per i militari in Groenlandia il servizio avviene dalle ore 19,00 alle ore 23,45 su 11740 kHz. Per i Caraibi dalle ore 19,15 alle ore 23,45 sulla frequenza di 17780 kHz.

Stati Uniti d'America

La stazione della General Electric Company di San Francisco di California opera sulla nuova frequenza di 15290 kHz (KGEI). Questa stazione trasmette giornalmente per l'America Latina dalle 24,00 alle 03,30. I programmi non contengono notiziari politici nè propaganda commerciale. La scheda dei programmi è la seguente: 24,00-030 in Inglese (tipici radio programmi USA), 00,30-03,30 in lingua Portoghese e Spagnola: 00,30-01,00 musica classica, 01,00-01,30 notizie informazioni e commenti in Spagnolo o Portoghese, 01,30-02,30 musica, 02,30-03,00 risposte agli ascoltatori, 03,00-03,30 « Poutpourri Musicale ». Tutte le corrispondenze debbono essere indirizzate alla stazione KGEI P.O.Box 47, San Francisco-California - USA. Informiamo con l'occasione che la « World Wide Broadcasting System » usa un terzo trasmettitore (per le sue trasmissioni dirette all'Europa) sulla frequenza di 15350 kHz, in parallelo con gli altri due sulle frequenze di 9675 e 11780 kHz, dalle ore 20,00 alle ore 22,35 (eccetto il sabato). La stazione WRUL richiede rapporti sulla qualità della ricezione sull'onda di metri 19.

Stati Uniti d'America

L'ultima scheda programma di AFRTS di Los Angeles, effettiva del 20 aprile è la seguente: per Giappone-Corea: 11870-15315 kHz (KCB R3-KCBR2) 02.00-06.00; 9570 (KNBH5) 05.00-08.00; 6040-9700 (KCBR3-KCBR2) 06.30-15.15. Per isole Filippine e Marianne: 03.00-05.30 su 15150 kHz (KCBR1). Per l'Alasca ed isole Aleutine: 02.30-06.00 su 15130 (KCBR4); 06.15-13.00 su 9590 (KCBR4). Per i Caraibi: 02.15-07.00 su 9515 kHz (KCBR5); 13.15-15.15 su 9590 kHz (KCBR4). Informiamo i nostri Lettori che la sezione ISW della pubblicazione Radio News and Television può essere d'ora in avanti discontinua. Una nuova pubblicazione sorella ha visto la luce « *Popular Electronics* », la quale ha un regolare Dipartimento Onde Corte, simile alla nostra rubrica « Sulle onde della Radio ». Diamo da queste colonne il benvenuto alla nuova pubblicazione.

Tangeri

La Radio stazione VOA irradia ogni sera dalle 20,00 alle 22,00 un programma di musica jazz intitolato « Music USA » sulla frequenza di 7235 e 9710 diretto alla Scandinavia.

Tangeri

La stazione di Tangeri (Pan American Radio) ci ha trasmesso la nuova scheda dei propri programmi: 09,00-02,00 su 1128 e 7290 kHz, 08,00 Spagnolo e Francese, 12,30 Inglese, 13,00 13,00 Francese, 14,30 Italiano, 15,00 Spagnolo, 17,00 Francese, 17,45 Indiano, 18,00 in Arabo, 20,00 in Inglese, 21,00 Francese, 22,15 in Italiano, 22,30 in Spagnolo, 23,48-02,00 programma internazionale (dalle 23,48 alle 00,30 concerto sinfonico).
La stazione WTAN « La Voce di Tangeri » Britich Post Office-Box 219,Tangeri-opera sulla frequenza di 7170 kHz. L'annuncio è: « This is the Evangelical Voice of Tangier ».

(Antonino Pisciotta)

Gli Stati Uniti forniranno acqua pesante all'Italia

Il Presidente della Commissione americana per l'energia atomica, Lewis L. Strauss, ha annunciato il 29 marzo che gli Stati Uniti hanno aderito a fornire all'Italia, su richiesta del suo governo, dieci tonnellate di acqua pesante che saranno utilizzate per il primo reattore di ricerche che verrà costruito in Italia.
Il progetto fa parte delle varie questioni che sono state discusse tra i rappresentanti dei due governi durante la visita a Washington del Presidente del Consiglio italiano Scelba. Come è noto, il comitato italiano per le ricerche nucleari è presieduto dal Prof. Francesco Giordani che dirige anche la missione tecnica italiana che sta attualmente studiando con gli esperti dell'AEC le modalità dei negoziati.
« Tale decisione, ha detto Strauss nell'annunciare la notizia, non rappresenta soltanto un altro passo in avanti nella conclusione con paesi amici di accordi atti a promuovere le utilizzazioni di pace dell'energia atomica ma segna anche il primo contributo diretto degli impianti della Commissione presso il fiume Savannah ». Speciali attrezzature installate sul Savannah ed a Dana, nell'Indiana, fabbricano l'acqua pesante che viene utilizzata nei reattori dell'impianto che sorge nella Carolina Meridionale. L'acqua pesante viene utilizzata come moderatore in numerosi tipi di reattori, per rallentare la velocità dei neutroni.
La cessione di acqua pesante all'Italia è in ordine di tempo il secondo provvedimento del genere. Il primo, di cui fu data notizia il 12 febbraio 1955, riguardava la cessione di 10 tonnellate di acqua pesante da consegnare all'India nel 1955-56, per il reattore di ricerche che verrà costruito presso Bombay.

Consegnata alla Francia la biblioteca atomica

L'ambasciatore degli Stati Uniti a Parigi, Douglas Dillon, ha consegnato ufficialmente il 15 aprile ad un rappresentante del governo francese la prima parte della biblioteca atomica assegnata dagli Stati Uniti alla Francia. Come è noto, tale biblioteca si compone di diecimila relazioni della Commissione Americana per l'Energia Atomica, di 28 volumi contenenti articoli e dati sull'energia atomica e più di 50.000 estratti di relazioni e di articoli scientifici pubblicati in tutto il mondo. Al materiale è allegato un catalogo su schede. La biblioteca è identica a quelle già assegnate all'Italia, alla Norvegia ed al Giappone.

La potenza calorifica dei forni solari

L'Accademia delle scienze francese informa che interessanti progressi sono stati ottenuti in seguito alla messa in attività di due forni solari al laboratorio di Montlouis, nei Pirenei Occidentali.
Questi forni riducono al minimo le perdite di energia grazie a una refrigerazione costante delle pareti di questi apparecchi.
In uno di questi forni si è potuto realizzare la fusione d'una massa di ferro di 80 kg.

Le materie plastiche nell'edilizia

Lo scorso anno, nell'ambito della Fiera di Parigi, il Sindacato delle industrie di trasformazione delle materie plastiche passava in rassegna, con un'elegante esposizione d'oggetti, le diverse rivoluzioni operate dalle applicazioni delle materie plastiche nel campo della vita moderna e soprattutto in quella quotidiana.
Il risultato di tale mostra fu così soddisfacente che il detto Sindacato decise d'organizzare anche quest'anno una esposizione collettiva scegliendo come tema « Le Plastiche nell'Edilizia ».
Questa nuova rassegna non mancò, senza alcun dubbio, d'aprire al visitatore i vasti orizzonti delle possibilità attuali o del prossimo avvenire, come le case in polistirene per esempio.
Tra le tante novità viste qua e là a caso possiamo rammentare che un espositore presentò delle piastrelle rivoluzionarie in polistirene per rivestimenti murali. Certo direte che piastrelle in plastica ne avete già vedute in grosse quantità sui mercati; però queste hanno il vantaggio e il pregio di non richiedere nessuna soluzione speciale per la loro posa in opera sui muri di calce o di cemento. Inoltre, furono esposte delle nuove lastre ondulate per tettoie in polimetacrilato di metile o in poliesteri, riforzate con tessuti di vetro, nonchè attrezzature igienico sanitarie e manufatti plastici per l'arredamento come pannelli decorativi afonici e isotermici.
Prima di chiudere tale quadro accenneremo infine che tutta la produzione francese di macchine per la loro trasformazione (presse a iniezione e a compressione, presse elettroniche, ecc.) fu presente quasi in forma panoramica intorno a questa importantissima esposizione che costituisce per il settore delle materie plastiche alla Fiera di Parigi, un avvenimento di primissimo ordine.

Sottomarino atomico francese

La Francia metterà in cantiere, fra breve tempo, il suo primo sottomarino atomico. La notizia è stata annunciata ufficialmente dal Segretario di Stato alla marina in occasione del varo della nave da scorta « Casablanca » a Bordeaux.

Nuovo ausilio alla navigazione di maggior portata

Studi condotti in Gran Bretagna hanno reso possibile il più notevole passo avanti che sia stato compiuto nel campo degli apparecchi elettronici per la navigazione da dieci anni a questa parte.
Nel fare tale dichiarazione all'Assemblea Generale della Decca Record Company, di cui fanno parte la Decca Radar e la Decca Navigator, il Presidente, Sir Cyril F. Entwistle, ha sottolineato che questi progressi hanno premesso la costruzione di un nuovo tipo di ricevente che semplificherà notevolmente l'uso del sistema Decca per i piloti di apparecchi veloci e aumenterà la portata di circa il 40%. Non sono stati comunicati ulteriori particolari in merito a questo sviluppo.
Questa notizia fa seguito alla decisione presa dalla Marina Svedese di concludere accordi per l'installazione di una catena di stazioni trasmittenti Decca nella zona di Stoccolma allo scopo di facilitare la navigazione. Parlando dell'accordo concluso Sir Cyril ha dichiarato; « L'installazione di queste stazioni renderà possibile il collegamento con la Rete Danese estendendo la zona servita dalla Svezia Meridionale alle acque del Golfo di Botnia. I servizi saranno di grande ausilio alla navigazione aerea e marittima lungo le importanti rotte di questa zona. Installazioni in corso di apprestamento nella Francia Meridionale estenderanno i Servizi Decca fino alla zona del Mediterraneo ».
Il Presidente ha reso noto che durante l'anno di esercizio erano stati firmati contratti per la fornitura di 11 serie di stazioni di tipo speciale. Queste Stazioni, in corso di costruzione, verranno usate per accertamenti e rilievi idrografici ed aerei, ricerche petrolifere ed altre importanti operazioni in varie parti del mondo.

Cavi transatlantici

Uno dei progetti più interessanti è delineato dalla Canadian Overseas Telecommunications Corporation per l'installazione di una serie di Stazioni Decca nella Terranuova al solo scopo di fissare con esattezza la posizione delle navi posa-cavo adibite alla posa del nuovo cavo telefonico transatlantico. Sir Cyril ha dichiarato: « Uno degli sviluppi più significativi dell'anno di attività, dal punto di vista commerciale, è stata la firma degli accordi con la Bendix Aviation Corporation di Detroit, Michigan. In base ai termini di questo contratto la Compagnia Americana potrà costruire su licenza, negli Stati Uniti l'equipaggiamento Decca per la navigazione. La Compagnia Americana dedica, principalmente, la sua attività alla costruzione di apparecchi per la navigazione aerea degli elicotteri, per le cui operazioni sembra che i complessi Decca siano particolarmente indicati. Oltre a questa attività la cooperazione con la Bendix dà adito a moltissime possibilità, specialmente per quanto riguarda gli sviluppi negli Stati Uniti ».
« Recentemente », ha dichiarato Sir Cyril, « è stata formata una Compagnia in Italia, associata agli interessi francesi, allo scopo di sviluppare l'assistenza al volo e, in modo particolare, per collaborare alla preparazione di piani per l'installazione di una rete di stazioni trasmittenti Decca in Italia ».

Sviluppi nel campo del radar

Parlando degli sviluppi nel campo del radar Sir Cyril F. Entwistle ha reso noto che la notevole espansione delle attività Decca aveva portato ad un notevole aumento delle richieste di complessi per la navigazione marittima. È, infatti, in corso di apprestamento l'equipaggiamento radar per più di 3.700 navi di ogni tipo.
I Complessi Decca per l'assistenza al volo incontrano sempre più i favori degli Enti interessati. Complessi per Aeroporto sono stati ordinati dalla Aviazione Britannica, dalle forze Aeree del Sud Africa, della Svezia e della Francia, dalla Marina Australiana, da Aeroporti Civili e da altri Enti Aviatori nonchè dai principali Costruttori Aeronautici in Gran Bretagna e all'Estero. La Compagnia ha preso decisamente l'iniziativa nello sviluppo di equipaggiamenti radar per l'individuazione di formazioni temporalesche ed installazioni a questo fine sono state già apprestate ad Entebhe, Calcutta e Khartoum.
Nuovi sistemi sono stati ideati per le apparecchiature radar ad uso industriale e per l'utilizzazione di questi complessi da parte di Enti Governativi preposti allo studio dell'inquinamento dell'aria, allo sviluppo delle installazioni idro-elettriche o delle previsioni del tempo a distanza.
La Compagnia ha curato in modo particolare le esportazioni che sono state mantenute ad un livello molto elevato. Durante l'anno di esercizio, infatti, due terzi della produzione commerciale di complessi radar è costituita da materiali destinati all'Estero.

Reattore nucleare per ricerche aeronautiche

Le Commissioni per le Forze Armate della Camera e del Senato americani stanno esaminando un progetto di legge relativo alla costruzione di un nuovo reattore nucleare che dovrebbe sorgere presso il Laboratorio Lewis per la propulsione aeronautica, Cleveland (Ohio). Tale progetto richiede, come è noto, l'approvazione del Congresso.
Il Laboratorio Lewis, è uno dei tre grandi centri di ricerche gestiti dal Comitato consultivo americano per l'Aeronautica (NACA); detto Comitato, istituito nel 1915, si occupa di ricerche fondamentali nel settore dell'areodinamica e della propulsione. I risultati raggiunti nei laboratori sperimentali della NACA vengono poi utilizzati dalla aviazione civile e commerciale. Nel caso specifico il laboratorio Lewis utilizzerebbe il nuovo reattore per « lo studio delle caratteristiche del trasferimento del calore e del comportamento dei materiali e dei fluidi nell'ambiente di un campo nucleare ».

Acquistato dalla Svizzera il reattore che gli Stati Uniti esporranno a Ginevra

In una conferenza stampa tenuta di recente a New York, il rappresentante degli Stati Uniti nel comitato consultivo a sette incaricato di organizzare la conferenza internazionale sulle utilizzazioni di pace della energia atomica, Dott. I. I. Rabi, premio Nobel per la fisica, ha fornito precisi dettagli sul reattore della conferenza. Egli ha anche annunciato che avendo il governo svizzero chiesto di acquistare il reattore, quando la conferenza avrà terminato i suoi lavori, trattative sono in atto con le autorità svizzere per definire l'operazione e che gli Stati Uniti sono

atomi ed elettroni

disposti a raggiungere un accordo in proposito. I dettagli forniti dal Dott. Rabi e dal Dott. George Weil, della Commissione Americana dell'Energia Atomica (AEC), sono i seguenti: il reattore del tipo cosiddetto a «piscina» utilizza come combustibile uranio normale arricchito al 20% di uranio 235 e mescolato con alluminio.

La quantità di uranio 235 si aggira sui 5 kg. Il reattore sviluppa circa 10 kW di energia. Un reattore di questo tipo è da tempo in funzione presso i Laboratori della AEC ad in costruzione presso Università americane.

Questo tipo di reattore è stato scelto per la sua relativa semplicità ed economia ed in quanto estremamente utile per i lavori di ricerca e di addestramento. Viene detto a «piscina» poichè l'acqua viene adoperata come elemento raffreddante, moderatore e di schermaggio. Attenendoci ad una descrizione assai semplice si può dire che il reattore è formato da una camera metallica contenente il materiale fissile, circondata da acqua in quanto immersa in una vasca profonda circa 6 metri. Il reattore che verrà montato dagli Stati Uniti nei pressi del Palazzo delle Nazioni a Ginevra, nel prossimo agosto, potrà essere fatto funzionare dai delegati partecipanti alla Conferenza, particolarmente competenti in materia. Il costo di questo reattore si aggira sui 350.000 dollari.

Il Dott. Weil, che collaborò con Enrico Fermi alla costruzione del primo reattore, ha illustrato il carattere delle altre mostre che gli Stati Uniti allestiranno in occasione della Conferenza. All'interno del Palazzo delle Nazioni, sede della Conferenza, gli Stati Uniti allestiranno una mostra cui partecipano 80 complessi industriali americani, nella quale saranno esposti complicati strumenti ed illustrati differenti procedimenti scientifici. Tale mostra occuperà circa 360 metri quadrati.

Nella Sala delle esposizioni, a poca distanza dal Palazzo delle Nazioni, industrie americane ed espositori di altri paesi allestiranno la prima fiera commerciale atomica ove saranno esposti al pubblico i prodotti adoperati nei campo delle applicazioni di pace dell'enelgra atomica. Tale mostra avrà un carattere meno scientifico di quella organizzata nel Palazzo e sarà dedicata soprattutto agli scienziati.

Isoscopio al cobalto

Un gruppo di scienziati e tecnici americani ha messo a punto uno strumento che, utilizzando il cobalto radioattivo 60, permette di «vedere» attraverso spessori di acciaio fino a 18 centimetri. Lo strumento, detto isoscopio, ha richiesto più di tre anni di studi e ricerche; esso rappresenta un'altra tra le già numerose applicazioni di pace dell'energia atomica. L'apparecchio che richiede soltanto un terzo del tempo di esposizione di un impianto di raggi X da 1 milione di volte permetterà agli stabilimenti siderurgici di non grande entità di acquistare attrezzature di controllo senza ricorrere ad apparecchiature il cui prezzo era finora proibitivo.

Apparecchi elettronici di controllo

In molti processi industriali la durata delle varie fasi della lavorazione deve essere scrupolosamente esatta. I periodi di tempo da controllare possono essere di poche ore, di qualche minuto o anche di frazioni di secondo. In ogni caso è necessario precedere al controllo dei tempi con metodi che escludano qualsiasi possibilità di errore. Il fattore umano deve essere preso in considerazione come deve essere presa in considerazione la possibilità di guasti improvvisi ad apparecchi meccanici di misurazione. Da qualche tempo vengono lanciati sui mercati mondiali apparecchi di controllo elettronici di fabbricazione britannica ideati e costruiti dai tecnici di famose case costruttrici di apparecchi radio e televisivi.

La Mullard costruisce ora un complesso munito di tubo catodico freddo capace di misurare intervalli di tempo con un grado di precisione equivalente all'uno per cento del tempo misuraro, tempo che può variare da qualche minuto a qualche millesimo di secondo e che può essere stabilito girando una semplice manopola. Esperti ritengono che il nuovo strumento porterà a nuovi sviluppi nel campo dell'automatismo e della meccabizzazione.

Batteria lillipuziana

La Yardney Electric Corporation ha messo a punto quella che può certamente essere considerata la più piccola batteria finora costruita. Essa ha infatti le dimensioni di un francobollo, uno spessore di 6 mm e pesa soltanto grammi 4,5. Gli elettrodi della batteria sono in zinco ed argento; la sua capacità in ampere-ora è di 1/4 rispetto a quella di una batteria regolare 16 volte più grande. La batteria verrà utilizzata in attrezzature portatili per radiocomunicazioni ed orologi da polso elettrici; si calcola che essa possa far funzionare un orologio per più di un anno senza bisogno di carica. Si prevede che la nuova batteria potrà rivoluzionare il campo della costruzione di apparecchi per fotografia e di attrezzature per modelli sperimentali di aereo.

Il più grande radiotelescopio del mondo

Il più grande radiotelescopio del mondo, in costruzione a Jodrell Bank, in Inghilterra, è a buon punto. Il complesso è il più grande strumento scientifico che sia stato mai costruito. La sua base riempirebbe Piazza del Popolo a Roma e la sua cima sarà più alta dell'obelisco di S. Pietro.

Il radiotelescopio, che verrà a costare circa un milione di sterline è composto di un enorme specchio parabolico di rete di rame sorretto da due torri di metallo a traliccio. Il tutto poggerà su una base circolare sorretta da una serie di carrelli, questi correranno su rotaie. Il Professor Lovell, a cui è affidata la direzione tecnico scientifica della costruzione, ha dichiarato che il complesso darà alla Gran Bretagna, in questo campo scientifico, un vantaggio equivalente a cinque anni di intensi studi. Il radiotelescopio servirà, tra l'altro, a risolvere problemi connessi con le radio-trasmissioni a distanza basate in gran parte sulla riflessione delle onde da parte della ionosfera. Si spera anche che il radiotelescopio possa, servire a spiegare l'origine di crepitii e suoni misteriosi provenienti dagli spazi siderali.

Elettronica in ospedale

Alla Sezione di Castle Bromwich, Birmingham, della Fiera delle Industrie Britanniche (2-13 maggio) una ditta fabbricante attrezzature, acustiche espose un nuovo sistema, già installato in diversi ospedali inglesi, grazie al quale i pazienti possono chiamare le infermiere. Ogni letto è dotato del necessario dispositivo per la conversazione nei due sensi tra paziente od infermiera. I vari dispositivi sono collegati ad un quadro di controllo nella sala riservata alle infermiere.

Il paziente premendo leggermente il bottone di chiamata aziona un cicalino e fa accendere una luce rossa sulla spalliera del suo letto. Il quadro di controllo è dotato di un pannello traslucido sul quale sono segnati nella giusta posizione i vari letti. Le luci che appaiono dietro il pannello indicano il letto dal quale proviene la chiamata.

Un singolo interrettore consente ad un'infermiera di rispondere al paziente, la connessione essendo automatica. Il controllo del volume è tale che entrambi possono ascoltare la comunicazione senza recar disturbo agli altri pazienti.

I dispositivi ad uso dei pazienti sono circondati da un involucro di gomma, che può essere facilmente pulito e disinfettato.

I vantaggi offerti dal sistema sono evidenti: vengono consentite rapide conversazioni; sono evitati viaggi inutili per le infermiere: i pazienti il cui stato è pericoloso non corrono il rischio di essere lasciati a sè stessi più del minimo inevitabile; tutti i degenti hanno la sicurezza di poter avere l'infermiera al proprio capezzale non appena occorra loro qualcosa.

nel mondo della TV

La TV a colori in Russia

I problemi relativi alla televisione tricromica si risolvono nell'U.R.S.S. con una certa lentezza. Ciò si legge sulla rivista sovietica «Radio» (maggio 1955). Il sistema cromatico sequenziale, attualmente prova nell'U.R.S.S., è oggetto di critica nella stessa rivista (aprile 1955) a favore del sistema con sub-portante adottato, come è noto, negli U.S.A.

(O.Cz.)

Un televisore per l'URSS

Mentre la produzione nazionale dei televisori in Russia deve, secondo il piano per l'anno corrente, superare il mezzo milione, tutti con cinescopi di almeno 16'' e mentre si fanno i preparativi per l'introduzione dei cinescopi rettangolari di diagonale da 14'' in poi, un numero imprecisato di televisori con cinescopi circolari di 12'' viene importato dalla Germania-Est. Prodotti dagli stabilimenti Sachsenwerk e denominati «Rembrandt» (tipo FE 852 B) essi comportano 22 valvole oltre al cinescopio (tipo HF 2963). Le dimensioni del mobile sono: 665 × 430 × 420 mm; quelle dell'immagine: 180 × 240 mm. Il televisore viene predisposto per la ricezione di tre programmi televisivi più uno radiofonico a FM. Nel paese d'origine, per le seguenti frequenze:

canale I: video 41,75 audio 48,25 MHz
» II: video 59,25 audio 65,75 MHz
» III: video 99,9 audio 106,4 MHz
» FM: portante 88,1 oppure 92,4 MHz

* * *

Gli esemplari destinati per la Russia, vengono predisposti come segue:

canale II: video 59,25 audio 65,75 MHz
» III: video 77,25 audio 83,75 MHz
» FM: gamma 66 ÷ 67,5 MHz

Oltre ai tre canali sopra indicati, sono stabiliti in Russia due canali seguenti, di cui la ricezione col televisore «Rembrandt» non è contemplata:

canale IV: video 85,25 audio 91,75 MHz
» V: video 93,25 audio 99,75 MHz

Si osserva che l'intervallo fra le portanti è di 6,5 MHz e che la banda destinata per ogni programma TV è di:

1,25 + 6,5 + 0,25 = 8 MHz

Le frequenze intermedie, usate nel televisore in oggetto, sono 29 MHz per l'audio e 35,5 MHz per il video. Entrata per cavo coassiale 70 ohm.

* * *

Le funzioni disimpegnate dalle varie valvole (la nomenclatura delle corrispondenti valvole russe è omessa per difficoltà grafiche) sono:

Funzione	Valvola
Amplificatore RF a pentodo	6AC7
Oscillatore-mescolatore	6AC7
1° amplif. FI (comune video-audio) .	6AC7
2° » » (canale video).........	6AC7
3° » » » »	6AC7
Diodo rivelatore e RAS.............	6H6
Amplificatore video	6AC7
2° amplif. FI audio	6AC7
3° » » »	6AC7
Doppio diodo discriminatore.........	6H6
Preamplificatore BF	6SJ7 o 6AC7
Finale AF	6V6
Separatore (triodo), amplificatore (pentodo)....................................	6SN7
limitatore (triodo) del sincro	6AC7
Multivibratore di quadro	6SN7
Finale di quadro	6V6
Multivibratore di riga	6SN7
Finale di riga	P50
Smorzatore-incrementatore	5Z4
Diodo EAT	1Z1
Raddrizzatrice 300 V	5Z4
Raddrizzatrice 280 V	5Z4

* * *

Per la reinserzione della componente continua, si fa appello allo stadio amplificatore del sincro. Comunque esiste un dispositivo per la soppressione delle traccie di ritorno, consistente in un condensatore inserito tra l'elettrodo di comando del tubo a r. c. ed il secondario del trasformatore di uscita di quadro. L'amplificatore video agisce, tramite un condensatore, sul catodo del tubo a r. c.

(O.Cz.)

La Nuova Immagine di Prova Adottata dalla Rai-TV

D *Da molte parti ci giunge richiesta di delucidazioni relative alla nuova immagine di prova che la RAI-TV irradia da qualche mese.*

R Da qualche tempo la RAI ha sostituito al vecchio monoscopio che era ormai diventato familiare ai video tecnici italiani, una nuova immagine di prova, che presenta in realtà alcuni vantaggi su quella scomparsa.

E poichè gli interrogativi pervenutici in proposito dai nostri lettori sono molti, vogliamo oggi fornire alcuni chiarimenti tecnici sull'uso e sulla valutaziose di questo nuovo monoscopio che appare sullo schermo dei televisori.

La RAI, nell'adottare questo nuovo monoscopio ha mirato a fornire ai videotecnici una maggior quantità di informazioni sul funzionamento del televisore in osservazione facendo in modo che ogni eventuale difetto venga messo nel masismo risalto onde facilitarne l'eliminazione.

Nessun televisore, per quanto buono, può riprodurre con assoluta fedeltà il monoscopio; si dovrà quindi cercare di regolare l'apparecchio in modo da ottenere l'immagine migliore senza pretendere però una totale assenza di difetti ed imperfezioni. Il monoscopio vuole essere un'immagine « campione » e come tale costituire un limite a cui si può solo approssimarsi.

E' praticamente impossibile che i televisori si comportino tutti nello stesso modo senza per questo cessare di essere ottimi apparecchi. Con alcuni si potrà ottenere una migliore linearità verticale ed orizzontale, con altri un maggior dettaglio, altri infine riproduranno in modo più netto i bordi verticali delle figure che compaiono sul monoscopio e così via.

Consideriamo ora l'immagine nei suoi singoli dettagli.

Avrete innanzi tutto notato che il nuovo monoscopio è in parte disegnato su fondo grigio, a differenza del vecchio che aveva il fondo completamente bianco. Questa variante è stata introdotta per far funzionare il tubo catodico del televisore in condizioni quanto più prossime a quelle in cui mediamente si trova quando riceve un normale programma con immagini che contengono tutti i toni di grigio, dal nero più fondo al bianco più brillante.

Nel cerchio centrale e nei quattro angoli dell'immagine, sono disegnate cinque « croci di Malta » i cui bracci sono composti da sottili righe longitudinali. Queste figure servono per controllare la capacità che ha il vostro televisore di risolvere i dettagli più fini dell'immagine.

In un televisore che funzioni correttamente e riceva un segnale sufficientemente intenso e privo di disturbi dovranno potersi distinguere, per tutta la loro lunghezza, le righe dei bracci orizzontali. Si dovranno inoltre distinguere le righe del braccio verticale inferiore per *quasi* tutta la loro lunghezza e, per un piccolo tratto (dove sono più grosse), le righe del braccio verticale superiore. I numeri a sinistra dei bracci verticali e sopra i bracci orizzontali indicano il « numero di righe » d'analisi corrispondente alla larghezza delle righe dei bracci e i numeri dalla parte opposta indicano la frequenza video massima che il televisore lascia passare senza eccessiva attenuazione.

I quattro cerchi più piccoli coi cunei incrociati che si trovano agli angoli dell'immagine permettono di controllare il dettaglio ai bordi che è sempre inferiore al dettaglio che si può ottenere al centro. Il comando di « sintonia » ed il comando di « fuoco » sono quelli che principalmente fanno variare il potere risolutivo del televisore.

Diremo ora come si può inquadrare esattamente la immagine sul cinescopio e correggere gli eventuali difetti di linearità.

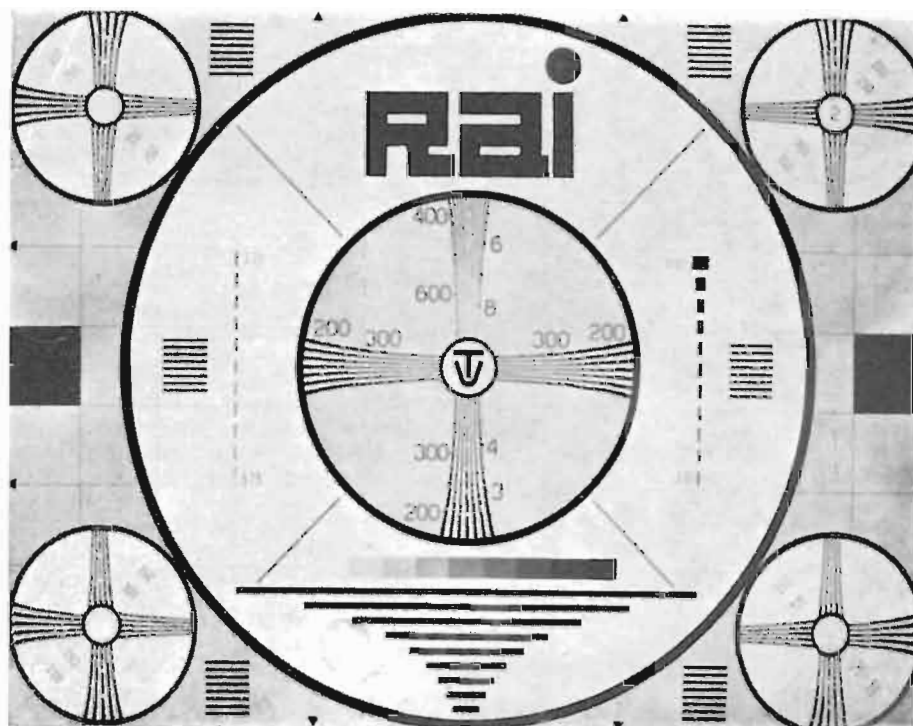
Avrete notato le otto coppie di cunei disegnate due a due sui quattro lati dell'immagine. Questi cunei delimitano i bordi dell'immagine stessa; dovranno perciò essere visibili ai margini della maschera che inquadra il cinescopio i cunei interni all'immagine e cioè quelli neri. I cunei bianchi vengono utilizzati solo in trasmissione per regolare opportunamente l'apparecchio che trasmette il monoscopio. Altri punti che identificano il contorno sono i due punti di tangenza del cerchio maggiore con i lati superiore ed inferiore ed i punti di tangenza dei cerchi piccoli con ciascuna coppia di lati ortogonali dell'immagine.

La linearità si corregge invece regolando gli appositi controlli in modo che tuti i cerchi e principalmente i due centrali concentrici assumano la loro esatta configurazione geometrica. In tal modo le lunghezze dei lati orizzontali e verticali dell'immagine assumono anche il voluto rapporto 4/3. Un ulteriore aiuto per correggere la linearità verticale è fornito dai sei gruppi di otto corte righe orizzontali distribuiti nell'immagine. Una buona linearità sarà raggiunta quando le righe saranno tutte egualmente spaziate, sia che appartengano ai gruppi centrali sia che appartengano a quelli marginali.

Per controllare se il ricevitore « interlaccia » bene, se cioè le righe pari e le righe dispari sono ben distinte tra loro, occorre osservare i quattro segmenti di diagonale compresi fra i due cerchi centrali. Se questi segmenti appaiono seghettati l'« interlacciamento » è difettoso e occorre allora agire con delicatezza sul controllo della frequenza verticale finchè essi appaiono rettilinei e continui.

Avrete notato ancora le righe di lunghezza decrescente nella parte inferiore dell'immagine e le due colonne di trattini anch'essi di larghezza decrescente. Questi segni danno un indice della fedeltà di riproduzione del televisore. Essi devono avere bordi ben definiti, non devono cioè apparire nè « sbaffati » nè dovranno avere i bordi verticali orlati da un tratto bianco più brillante del fondo su cui sono disegnati. Diciamo subito che ben difficilmente questi difetti saranno completamente assenti. Qualora però essi fossero particolarmente marcati, occorre far rivedere da un tecnico specializzato la messa a punto dell'apparecchio. In questo caso il tipo e l'apparenza dei difetti forniranno utili indicazioni al suo occhio esercitato.

Vi mettiamo però in guardia che orli e sbaffature possono comparire anche in seguito a non corretta regolazione della sintonia dell'apparecchio, anzi si avrà una buona sintonia quando questi difetti saranno minimi.

Consideriamo ora la striscia di rettangolini di varia intensità posti sotto il cerchio

centrale. Occorre regolare contrasto e luminosità dell'apparecchio in modo che si riesca a distinguere il *massimo* numero di questi rettangolini. I cinescopi per loro natura tendono a livellare le differenze di tonalità fra i rettangolini più scuri ed è quindi probabile che le ultime due o tre tonalità di grigio si fondano in una sola.

La « scala dei grigi » è dosata in modo da dare all'occhio la sensazione che la differenza di tonalità fra ciascun rettangolo sia costante; occorre però che il televisore sia in grado di riprodurre fedelmente le varie gradazioni di grigio trasmesse. Come vi abbiamo detto, ciò in pratica non avviene e si avrà quindi inevitabilmente una immagine un poco più contrastata e cruda di quanto non sarebbe se il cinescopio fosse fedele.

Occorre comunque tener presente che la riproduzione fedele di una « scala dei grigi » è operazione quanto mai delicata e difficile, tanto che i processi di fotografia e di stampa sono già stati sufficienti ad alterare sensibilmente i rapporti di tonalità fra i vari retangolini che compaiono sul monoscopio che abbiamo qui riprodotto.

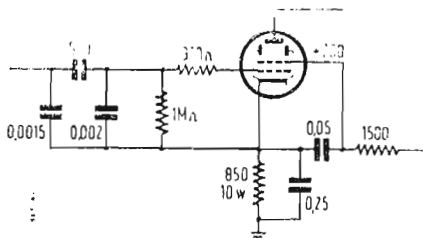
(A. Ba.)

D *Ho costruito un televisore utilizzando pezzi staccati acquistati da una nota ditta costruttrice di scatole di montaggio per T.V.*

Il televisore funziona discretamente, ma noto che la valvola di deflessione orizzontale, una 6AV5, si scalda terribilmente ed osservandola al buio la placca è leggermente rosso-scura.

Credo che sia sovraccaricata e perciò abbia vita breve: dato che è una valvola costosa non mi potreste suggerire qualche rimedio per farla lavorare in migliori condizioni?

G. Ventura - Milano

R Effettivamente la 6AV5 deflettrice orizzontale lavora in condizioni di massimo sfruttamento ed è facile che vada in sovraccarico con circuiti male adattati.

Le indichiamo qui i valori più adatti dei componenti da inserire nel circuito della 6AV5 per realizzare una buona condizione di lavoro senza sovraccarico dannoso.

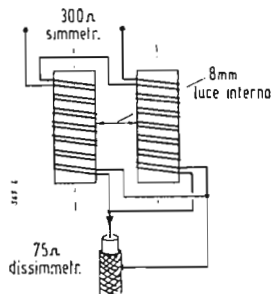
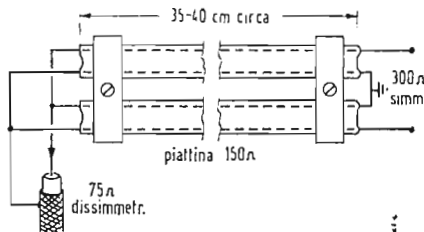
(A. Ba.)

D *Posseggo da tempo un televisore con relativo impianto d'antenna. Poichè la discesa in piattina 300 ohm si è deteriorata e mi provoca difetti nella ricezione, vorrei sostituirla con un cavetto coassiale da 75 ohm che cosa mi consigliate per raccordare l'antenna 300 ohm simmetrici col cavetto 75 ohm dissimmetrici?*

R. Carrara - Monza

R Per realizzare un efficiente trasformatore dimpedenza 300/75, simmetrici — dissimetrico le consigliamo due modi:

a) costruirsi due bobinette su tubetto di polistirolo di 8 mm di diametro esterno, co-

stituite da filo 0,4 mm di diam. isolato smalto avvolto in doppio (due conduttori paralleli) con 30 spire (doppie). In altre parole ogni bobina porta due avvolgimenti compenetrati di 30 spire ciascuna. Le spire devono essere spaziate di circa 0,3 a 0,4 mm.

Due bobine così costruite devono essere fissate parallelarmente ad usa distanza di circa 8 mm (luce libera interna) ed i 4 capi di ognuna devono essere collegati come risulta dallo schizzo qui riprodotto.

b) Mediante due spezzoni di piattina bifilare in politene da 150 ohm, lunghi 35 a 40 cm disposti parallelamente e collegati come risulta dallo schizzo qui allegato.

I due spezzoni devono essere tesi ad una distanza di circa 1 cm fra di loro e fissati mediante listelli in plexiglas ad un supporto isolante, distanti almeno 10 cm da conduttori o tubi metallici.

Tenga presente che i dati sopra forniti sia per la soluzione a) che per la soluzione b) sono relativi ai canali alti (3, 4 e 5).

(A. Ba.)

D *Risiedo all'Aquila (Abruzzo), dove lo unico canale televisivo che si riceve è il 5 (209-216). Alcuni miei amici, che hanno più possibilità economiche delle mie, hanno installato nella propria abitazione l'apparecchio televisivo. Data l'ubicazione della mia città, in quanto è circondata da alte montagne, e la notevole distanza delle emittenti televisive, vi è intensità di campo debolissima. I predetti, dopo aver provate vari tipi di antenne (Yagi) si sono orientati su un tipo del commercio. Ma anche con questa la ricezione lascia a desiderare per il fenomeno della « neve ». L'intensità di campo, da loro misurata, dicono che si aggiri su 25 microvolt/m. Il monoscopio che si riceve porta a destra in alto il numero 6. Secondo me l'emittente n. 6 dovrebbe essere Portofino mentre, secondo i predetti e i tecnici della RAI, l'emittente da noi ricevuta è Monte Peglia e il n. 6 corrisponderebbe a quell'emittente. Portofino dista in linea d'aria circa 400 km mentre Monte Peglia circa 100 km.*

Inoltre tracciando una linea retta sulla carta geografica, tra l'Aquila e Portofino non s'incontrano ostacoli naturali oltre i 1000 m. L'orientamento con la bussola effettuato sulla carta geografica, corrisponde perfettamente all'orientamento dell'antenna ricevente. Mentre, se si considera Monte Peglia, s'incontrano ostacoli naturali. Però, le suddette giustificazioni, data la grande distanza da Portofino, mi lasciano incerto e quindi vorrei conoscere con certezza quanto segue:

Il n. 6 del monoscopio della RAI, corrisponde all'emittente di Portofino? Qual'è la potenza di cresta, la frequenza portante e l'altezza dell'antenna trasmittente delle due emittenti di Portofino e di Monte Peglia?

Applicando un booster ad una linea di trasmissione con una intensità di campo di 25 microvolt/m, si può eliminare la neve? E' idoneo lo schema apparso sulla rivista « l'antenna »? Cosa mi consiglia per aumentare il guadagno dell'antenna ricevente?

Vorrei realizzare un'antenna da me scrupolosamente calcolata; essa consiste in una Yagi a 4 elementi con dipolo ripiegato e con spaziatura 0,1 e 0,15, accoppiata, in altezza, con opportuna fase, ad altri 3 gruppi di elementi e con isolatori metallici posti lateralmente ai dipoli. Inoltre: Un dipolo a forma di anello con apertura di 2,5 cm per l'attacco della linea di trasmissione, oscilla in risonanza elettrica? Con quale distribuzione? La lunghezza fisica e l'impedenza deve essere considerata come un dipolo semplice o ripiegato?

E. Mancinelli - l'Aquila

R L'emittente TV ricevuta nella sua città è quella del Monte Peglia sul 5° canale (209 - 216 MHz).

La potenza cresta di tale emittente dovrebbe essere di 5 kW: lo stesso per Portofino che trasmette anche sullo stesso canale, ma che non giunge sino a lei anche perchè il diagramma direzionale dell'antenna è orientato altrimenti.

Dubitiamo molto che un campo di soli 25 μV/m all'uscita dell'antenna si possa ottenere una buona ricezione, priva di « neve » anche usando un buon « booster ». Comunque può tentare col « booster » illustrato sul numero de « l'antenna » da lei citato.

Circa la possibilità di aumentare il guadagno di un'antenna con mezzi eccezionali, non ne vediamo la praticità.

Ci consta però che fra non molto verrà installato presso l'Aquila un ripetitore R.A.I. che darà alla città un ottimo servizio pare sul canale 3°.

La sconsigliamo pertanto di costruirsi la antenna da lei progettata che in linea teorica non presenta irregolarità ma sul terreno pratico potrebbe dare disillusioni.

Un anello metallico interrotto oscilla in risonanza come una spira in relazione alla capacità terminale. Non oscilla però come dipolo, con ventri e nodi di tensione e corrente.

(A. Ba.)

La lunghezza di alcuni studi facenti parte di questo fascicolo, ci obbliga a rinviare al prossimo mese di Luglio il terzo articolo della serie « Premesse di Eufonotecnica Teorica ».

STOCK RADIO

MILANO

Via Panfilo Castaldi 20 Tel. 279.831

SOLAPHON 515.2

Supereterodina 5 valvole miniature - onde medie - corte - Potenza d'uscita 3,5 watt Alimentazione universale - Presa fono.

2 nuovi prodotti

2 prezzi imbattibili

Richiedete listino prezzi e illustrativo

VALIGETTA FONOGRAFICA

Con complesso a 3 velocità con o senza amplificatore.

Parti staccate - Radio ricevitori . Antenne TV - Televisori

ORGAL RADIO

di ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ⊙ PARTI STACCATE

Radiomontatori !

Presso la

ORGAL RADIO

troverete tutto quanto Vi occorre per i Vostri montaggi e riparazioni ai prezzi migliori.

MILANO - Viale Montenero, 62 - Telef. 58.54.94

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA "PHILIPS"

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330-48.77.27
Stabilimenti: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - BREMBILLA (Bergamo)

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

NAPOLI - CORSO UMBERTO I, 132 - TEL. 22.705 - 28.670 • MILANO - VIA STOPPANI, 6 - TEL. 220.401

televisione

PHILIPS

La serie dei cinescopi PHILIPS si estende dai tipi per proiezione ai tipi di uso più corrente per visione diretta. I più recenti perfezionamenti: **trappola ionica, schermo in vetro grigio lucido o satinato, focalizzazione uniforme** su tutto lo schermo, ecc., assicurano la massima garanzia di durata e offrono al tecnico gli strumenti più idonei per realizzare i televisori di classe.
La serie di valvole e di raddrizzatori al germanio per televisione comprende tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva.
La serie di parti staccate comprende tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: **selettori di programmi, trsformatori di uscita, di riga e di quadro, gioghi di deflessione e di focalizzazione,** ecc.

cinescopi • valvole • parti staccate TV

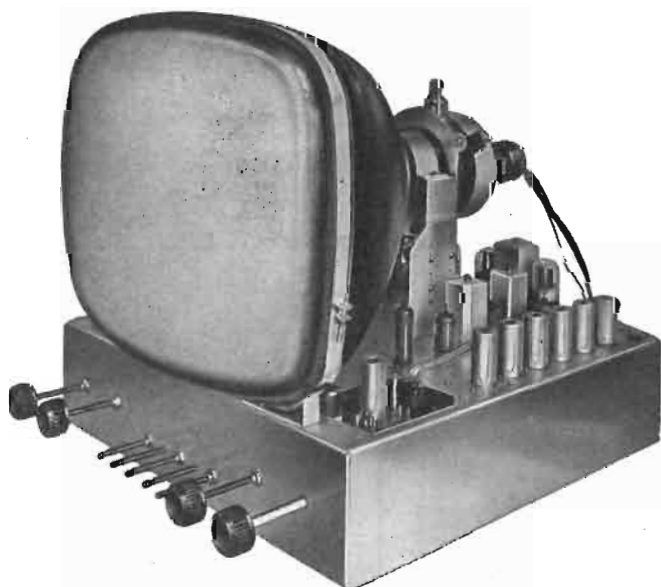
il nastro magnetico Kodak
per la registrazione sonora
dalle eccellenti caratteristiche elettro-acustiche
e di costante uniformità di fabbricazione

L'uniformità di spessore dello strato di emulsione magnetica del Kodavox assicura una regolarità di audizione tale che le differenze di livello di lettura da un nastro all'altro non eccedono di ± 0,5 decibel.

Il livello di uscita, ottenuto senza distorsione, è particolarmente alto, ciò che permette una resa eccellente a tutti i livelli di registrazione.

Rumore di fondo praticamente nullo. Effetto d'eco completamente abolito. Cancellazione perfetta.

Con materiale KODAK lavorerete tranquilli

Kodak S. p. A.
Milano, via Vittor Pisani 16
Roma, via Nazionale 26

TELEVISIONE "TUTTO PER LA RADIO"
Via B. Galliari, 4 - (Porta Nuova) - Tel. 61.148 - Torino

Anche a Torino... a prezzi di concorrenza troverete

Scatola di montaggio per tubo dl 17" con telaini premontati collaudati e tarati. Massima semplicità e facilità di montaggio. Sucesso garantito.

Parti staccate per TV Geloso Philips e Midwest.
Televisori Geloso Emerson-Blapunkt
Accessori e scatole di montaggio radio.
Strumenti di misura.
Oscilloscopi Sylvania Tungsol.
Valvole di tutti i tipi.
FIVRE - PHILIPS - MARCONI - SYLVANIA
***Esclusivista* Valvole MAZDA**
Sconti speciali ai rivenditori.

Laboratorio attrezzato per la migliore assistenza tecnica

LA MARCA MONDIALE IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI NEGOZI

Autoriz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA Via Pace 19

STRUMENTI DI GRANDE PRECISIONE

ELECTRICAL INSTRUMENT CO. - BLUFFTON, OHIO

PER L'INDUSTRIA ED IL SERVIZIO RADIO - TV

GENERATORE SWEEP con MARKER INCORPORATO

MOD. 3434 A

Generatore spazzolato fino a 12 MHz Frequenze comprese tra 0 e 240 MHz divise in tre gamme Controllo per la minima distorsione della forma d'onda di sweep Alta uscita per l'allineamento stadio per stadio. Marker stabilizzato e con scala a specchio per maggiore precisione. Frequenze divise in tre gamme: 3,5-5MHz; 19,5-30MHz; 29 50MHz in fondamentale; fino a 250MHz in armonica Marker a cristallo per doppio battimento Battimento sulla curva a "pip" o a "dip" Modulazione a 600 Hz sia sul cristallo che sul Marker per usare lo strumento quale generatore di barre

ANALIZZATORE UNIVERSALE

Mod. 625 NA.

Alta resistenza interna Indice a coltello su scala a specchio. 2 sensibilità in cc.: 10000 Ohm V e 20 000 Ohm V: 10 000 Ohm V in ca 39 campi di misura. Tensioni continue tra 0 e 5000 V in 10 portate; tensioni alternate tra 0 e 5000 V in 5 portate; Misure di corrente tra 0 e 10 A. a 250 MV in 6 portate (la portata 50 microampere i s.) Misure di resistenza tra 0 Ohm e 40 Mohm in 3 portate

VOLTMETRO ELETTRONICO

Mod. 650

Alta impedenza d'ingresso (11 Mohm) 32 campi di misura: cc tra 0 e 1000 V in 7 portate; ca. e RF. tra 0 e 500 V. in 6 portate; picco a picco tra 0 e 1400, in 7 portate; Ohm tra 0 e 1000 Mohm in 6 portate; Decibel riuniti in tabelle di riferimento Campo di frequenza tra 15 Hz e 110 MHz. Zero centrale Commutatore unico.

OSCILLOSCOPIO 5"

Mod. 3441

Amplificazione verticale in push-pull per una migliore risposta di frequenza Larghezza di banda di 4 MHz per una migliore resa in TV e negli usi industriali. Sensibilità verticale pari a 0,01 V pollice ovvero 10 MV pollice. Uscita del dente di sega direttamente prelevabile dal pannello e utilizzabile come segnale di basso frequenza tra 10 e 60 KHz. Analisi indistorta dell'onda quadro fino a 300 KHz per le applicazioni elettroniche Amplificazione orizzontale in push-pull e sensibilità pari a 0, 15 RMS pollice per particolari applicazioni industriali. Controllo diretto della tensione picco a picco fino a 1000 V per un migliore e più rapido servizio in TV Controlli doppi per la perfetta messa a fuoco su tutto lo schermo.

GENERATORE SWEEP

Mod. 3435

Usato in connessione ad un buon generatore di segnali modulato in ampiezzo, riunisce in sè le caratteristiche del Mod. 3434 A.

WATTMETRO

Mod. 2002

Indica con la massima precisione la potenza assorbita da apparecchiature industriali, applicazioni elettrodomestiche, ecc. durante il loro funzionamento sia in cc che in ca tra 25 e 133 Hz Lettura contemporanea ed indipendente su 2 scale distinte dell'assorbimento e della tensione per il controllo della stessa sotto carico Ampio margine di sicurezza per il sovraccarico iniziale dei motori. Portate 0-1500-3000 Watt cc. ca. a 10 A. normale, 20 A. massima, 40 A. carico istantaneo. 0-130-260 V cc ca.

SONDA MOLTIPLICATRICE PER A.T.

Mod. T79B-107

Utilizzabile per misure di tensioni fino a 50 KV c.c in connessione al Voltmetro Elettronico Mod. 650

SONDA A CRISTALLO

Mod. 9989

Utilizzabile con l'oscilloscopio Mod 3441 per tracciare i segnali degli stadi TV . Radio MF . AF e per demodulare portanti modulate in ampiezza comprese tra 150 KHz e 250 MHz.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telef. 83-465 - Telegr. PASIROSSI

TORINO - OGAR - Via Montevecchio, 17
TRIESTE - V. CARBUCICCHIO - Via Machiavelli, 13
REG. E. - A. RIGHI - Via Bell'Aria, 8
FIRENZE - Radio A. MORANDI - Via Vecchietti, 8 r
CHIETI - Cav. V. AZZARITI - Via De Lollis, 2
NAPOLI - Dott. A. CARLOMAGNO - P Vanvitelli, 10
REGGIO CALABRIA - B. PARISI - C.so Garibaldi, 344
CATANIA - Cav. F. PULVIRENTI & F. - Via Cosentino, 46
CAGLIARI - A. COSTA - Via Sonnino, 106
ROMA - RADIOVERBANO - Piazza Verbano, 21
SENIGALLIA - Rag. GIANNINI - Via Dalmazia, 3
MILANO - RADIOFRIGOR - Via F. Aporti. 16